



Titre: Analyseur de réseau à base de deux six-ports fonctionnant à 0.915 et 2.45 GHZ
Title:

Auteur: Elie Abdul Nour
Author:

Date: 2019

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Abdul Nour, E. (2019). Analyseur de réseau à base de deux six-ports fonctionnant à 0.915 et 2.45 GHZ [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/4037/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/4037/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Cevdet Akyel, & Serioja Ovidu Tatu
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Analyseur de réseau à base de deux six-ports fonctionnant à 0.915 et 2.45 GHZ

ELIE ABDUL NOUR

Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*

Génie électrique

Août 2019

© Elie Abdul Nour, 2019.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Analyseur de réseau à base de deux six-ports fonctionnant à 0.915 et 2.45 GHZ

Présenté par **Elie ABDUL NOUR**

en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Chahé NERGUIZIAN, président

Cevdet AKYEL, membre et directeur de recherche

Serioja Ovidu TATU, membre et codirecteur de recherche

Ke WU, membre

RÉSUMÉ

Un analyseur de réseau est un appareil servant à mesurer les paramètres S d'un circuit RF sur une certaine plage de fréquences. Le but de ce travail est de construire un analyseur de réseau, grâce à deux six-ports, pouvant mesurer les paramètres S d'un circuit à deux ports aux fréquences de 0.915 et 2.45 GHz.

La structure six-port permet de mesurer le coefficient de réflexion d'une charge branchée à son port 2, grâce seulement aux mesures des puissances aux sorties de ses ports 3, 4, 5 et 6. Elle possède l'avantage qu'elle ne requiert pas de mesurer la phase de l'un des signaux de sortie, mais seulement leur puissance, afin de mesurer un coefficient de réflexion. En effet, en haute fréquence, on ne peut pas insérer une sonde, comme en basse fréquence, à un endroit dans le circuit, sans altérer le signal. Cela aurait pour effet de modifier l'impédance caractéristique à cet emplacement dans le circuit. La structure six-port est un circuit très simple permettant de mesurer un coefficient de réflexion, mais au prix d'une procédure de calibration complexe. Cela est dû au fait que les defaults de la structure et des détecteurs de puissance sont pris en compte par l'algorithme de calibration.

On a choisi de travailler aux fréquences de 0.915 et 2.45 GHz, puisque ces deux fréquences sont très importantes pour l'industrie. Cela est dû au fait que ces deux fréquences sont comprises dans la bande de fréquence ISM (industrial, scientific and medical radio band). Les fréquences comprises dans ces bandes sont réservées à des applications autres que les télécommunications. On attribue des bandes de fréquences spécifiques à ces applications, afin qu'elles ne causent pas d'interférences avec les communications radios. L'usage de ces fréquences est réglementé, mais pour émettre à ces fréquences une licence n'est pas nécessaire. La fréquence de 2.45 GHz est reconnue pour être utilisée par les fours micro-ondes. Ces fréquences sont aussi utilisées par la technologie Bluetooth, les réseaux utilisant le protocole ZigBee et pour chauffer du plastique.

Dans ce travail, on commence par présenter le six-port qui sera utilisé. Ce dernier est fabriqué, grâce à la technologie microruban. Il est constitué d'un double cercle symétrique de cinq ports et d'un coupleur 10 dB. On utilise un double cercle, puisque le six-port doit fonctionner à deux fréquences. Après cela, on présente une courte introduction sur les concepts théoriques de base permettant de caractériser les circuits hautes fréquences. On explique notamment ce qu'est un coefficient de réflexion, un coefficient de transmission et une matrice de paramètres S.

Dans la seconde section de ce travail, on explique comment l'architecture de ce six-port nous permet d'obtenir la matrice de paramètres S permettant de mesurer le coefficient de réflexion en entrée de la charge branchée à son port 2. On présente la matrice de paramètres S idéale six par six du six-port. Ensuite, on présente un schéma du montage permettant de mesurer un coefficient de réflexion, grâce à un six-port. Dans ce schéma, une source RF est branchée au port 1 du six-port, une charge quelconque à son port 2 et quatre détecteurs de puissance aux ports 3, 4, 5 et 6. Afin de mesurer le coefficient de réflexion en entrée de la charge, il faut analyser les puissances mesurées par ces détecteurs. En dernier lieu, dans cette section, on présente un algorithme permettant de trouver le coefficient de réflexion, grâce aux quatre puissances, considérant que la matrice de paramètres S du six-port est idéale.

Dans la troisième section du travail, on présente le masque d'un six-port fait sur ADS (Advanced Design System de Keysight Technologies). Ce six-port nous servira à vérifier nos algorithmes, grâce à des simulations. On utilise les mêmes caractéristiques pour le substrat que celles du six-port présenté dans l'introduction. Les longueurs et les largeurs des lignes microrubans constituant ce six-port ont été obtenues en utilisant l'option d'optimisation du logiciel et non par voie analytique. On présente, ensuite, les matrices de paramètres S de ce six-port aux fréquences de 0.915 et 2.45 GHz.

Ensuite, on utilise des simulations, afin d'analyser les résultats obtenus en utilisant l'algorithme considérant que la matrice de paramètres S du six-port est idéale. On utilise Matlab, afin d'implémenter l'algorithme prenant en entrées les quatre puissances et dessinant trois cercles dans le plan complexe. Les deux programmes Matlab sont présentés dans l'annexe et affichent le coefficient de réflexion obtenu, grâce aux quatre puissances.

Dans le chapitre 5 de ce travail, on présente la méthode de calibration à cinq standards considérant le modèle linéaire du six-port. En effet, le système étudié peut être caractérisé par quatre équations complexes et linéaires. Cette méthode de calibration prend en compte toutes les imperfections du système constitué par le six-port, le générateur RF, les quatre détecteurs et la charge, à l'exception des réflexions multiples aux ports qui ne sont pas adaptés, en théorie. Cette méthode de calibration utilise cinq standards, afin d'obtenir une matrice quatre par quatre reliant les quatre puissances mesurées grâce aux détecteurs au coefficient de réflexion en entrée de la charge connectée au port

deux. Des résultats de simulations obtenus grâce à cet algorithme sont présentés à la fin du chapitre 5.

Le chapitre 6 de ce travail présente le schéma du montage permettant de mesurer la matrice de paramètres S deux par deux d'un circuit à deux ports, grâce à deux six-ports. Pour mesurer les coefficients de réflexion et de transmission, grâce à deux six-ports, il faut brancher le circuit à deux ports aux ports 2 des six-ports. Par la suite, il faut mesurer les deux coefficients de réflexion pour trois valeurs différentes de déphasage entre les signaux entrants aux ports 1 des six-ports. Pour faire cela, on réutilise la calibration à cinq standards. À la fin du chapitre, on présente des résultats de simulations.

Le chapitre 7 de ce travail présente les résultats pratiques concernant la mesure d'un coefficient de réflexion en utilisant la calibration à cinq standards. Avant d'effectuer les mesures de puissances, on modifie légèrement les fréquences auxquelles on fait les mesures, afin d'adapter au maximum les ports 1 et 2 des six-ports. En effet, pour une telle application il est très important que ces ports soient adaptés, afin qu'ils n'affectent pas le signal d'entrée ou le signal dont on veut mesurer la phase. À la fin de ce chapitre, on présente les résultats pratiques aux deux fréquences concernant la mesure d'un coefficient de réflexion.

Après cela, on présente les points q_i obtenus, grâce à la calibration à cinq standards. Le fait d'avoir des points q_i également espacés dans le plan complexe permet de réduire les erreurs dû aux appareils de mesure. Au chapitre 9, on présente la procédure et le montage permettant de mesurer la matrice de paramètres S d'un circuit à deux ports, grâce à deux six-ports. Pour obtenir les trois déphasages différents entre les signaux entrants aux ports 1 des deux six-ports, on utilise trois câbles coaxiaux de différentes longueurs. Ensuite, on présente les résultats pratiques.

Dans la conclusion, on fait un récapitulatif du travail. Il semble que le fait d'avoir un six-port avec des paramètres S_{11} ou S_{22} avec des normes trop élevées nous empêche d'obtenir de très bons résultats pour la fréquence haute. En effet, un S_{22} trop élevé alterne le signal dont on veut mesurer la phase et un S_{11} trop élevé alterne le signal entrant dans le six-port. Aussi, le port 2 et le port 1 sont connectés à des ports qui ne sont pas adaptés, soit la charge quelconque et le générateur RF respectivement. À la fin du chapitre 10, on propose un algorithme qui pourrait permettre d'améliorer les résultats concernant la mesure des paramètres S d'un circuit à deux ports. En effet, dans son livre " The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications ", à la section

5.3, le professeur Ghannouchi propose de considérer le système constitué du diviseur de puissance et des deux six-ports comme un circuit à trois ports. Il faut donc utiliser trois circuits à deux ports, afin de le calibrer, pour deux valeurs de déphasage.

ABSTRACT

A network analyzer is a device used to measure the S parameters of a rf circuit on a specific frequency band. The goal of this work is to build a network analyzer, with two six-ports, that can measure the S parameters of a two ports rf circuit at the frequency of 0.915 and 2.45 GHz.

The six-port structure allow us to measure the reflection coefficient of a charge connected to his port 2, using only the measures of the powers detected at the ports 3, 4, 5 and 6. This structure has the advantage that no phase measurement is required, but only powers measurement. Indeed, at high frequency, we can't use a probe to measure the phase of a signal like at low frequency. This would have the consequence to change the characteristic impedance at this emplacement of the circuit. The six-port structure is a simple rf circuit that allow us to measure a reflection coefficient, but at the price of a complex calibration procedure. This is because the defaults of the six-port and the power detectors are considered in the calibration procedure.

We have chosen to work at the frequency of 0.915 and 2.45 GHz because these frequencies are important for the industry. This is because these frequencies are included in the ISM band of frequencies (industrial, scientific and medical radio band). These frequencies are reserved for other applications than the telecommunications. We attribute specific frequencies to these applications, so they don't cause interferences with the radio communications. The usage of these frequencies is regulated, but there is no need for license to use them. The frequency of 2.45 GHz is known for being used by microwave to heat food. These frequencies are also used by the Bluetooth technology, the networks using the ZigBee protocol and to heat plastic.

In this work, we start by presenting the six-port that we are going to use. This six-port was made using the microstrip line technology and work at two frequencies. He is constituted of a double ring of five ports and a 10dB coupler. We use a double ring because this six-port must work at two frequencies. After that, we present a short introduction on the theoretical concepts that allow us to characterize a rf circuit. We explain what a reflection coefficient is, a transmission coefficient is, and a S parameters matrix is.

In the second part of this work, we explain how the architecture chosen for the six-port allow us to have the S parameters matrix needed to measure the reflection coefficient of a charge connected to his port two. We present the theoretical S parameters matrix of this six-port. After that, we present the schematic of the assembly that will allow us to measure a reflection coefficient, with a six-port

structure. In this schematic a rf source is connected to the port 1 of the six-port, a charge to the port 2 and four power detectors are connected to the ports 3, 4, 5 and 6. In the last part of this section, we present an algorithm that will allow us to measure the reflection coefficient at the entry of the charge, using the four powers detected, and considering that the S parameters matrix of the six-port is ideal.

In the third part of this work, we present the layout of a six-port done with ADS (Advanced Design System de *Keysight* Technologies). To make this six-port we used the same characteristics for the substrate than the six-port presented in the introduction and we obtained the widths and the lengths of the microstrip lines using the optimization option of ADS. We will use this six-port to simulate the system with the four power detectors and to test our algorithms. In the fourth part of this work, we used this six-port to test the algorithm who consider that the six-port is ideal.

In the fifth part of this work, we present a calibration procedure who consider the linear model of the six-port and use five standards. This method uses five standards to find a matrix four by four that relate the four powers detected to the reflection coefficient at the entry of the charge connected to the port 2 of the six-port. At the end of the chapter, we present the results of simulations using this algorithm.

The chapter six of this work, present the assembly needed to measure the S parameters matrix of a rf circuit with two ports, using two six-ports. In order to measure the transmission and reflection coefficients, we need to connect the ports of the rf circuit to measure at the port 2 of the two six-ports. After that, we need to measure the two reflection coefficients seen by the six-ports at their port 2, for three different values of phase shift between the two signals entering at the ports 1 of the six-ports. At the end of the chapter, we present some results of simulations for the two frequencies.

At the chapter seven of this work, we present the practical results for the measurement of a reflection coefficient, using the calibration with five standards. After that, at the chapter eight, we present the q_i points of the six-ports used in this work.

In the chapter nine, we present the assembly and the procedure used to measure the S parameters of a rf circuit with two ports, with two six-ports. The results show that the S parameters measured, using the algorithms presented in chapter six, have sudden an important increased of their magnitude. This is because the wave reflected by the parameter S_{22} of the six-ports, during the

measure of a rf circuit with two ports, a part of the wave reflected by the parameter S_{22} of the six-ports is transmitted to the other six-port. In the conclusion of this work, we present another procedure for the measurement of the S parameters of a rf circuit with two ports. This algorithm considers the system with the power divider and the two six-ports like a rf circuit with three ports that we need to calibrate using three rf circuits with two ports.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	III
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	X
LISTE DES TABLEAUX.....	XII
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XV
LISTE DES ANNEXES.....	XVI
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 But de la recherche.....	1
1.2 Définitions et concepts de base	2
1.3 Revue de littérature	6
CHAPITRE 2 MODÈLE THÉORIQUE DU SIX-PORT IDÉAL.....	8
2.1 Architecture du six-port et sa matrice de paramètres S idéale	8
2.2 Algorithme prenant en compte un six-port idéal.....	11
CHAPITRE 3 DESIGN D'UN SIX-PORT AVEC ADS	14
3.1 Présentation du six-port utilisé dans les simulations.....	14
CHAPITRE 4 ALGORITHME ET RÉSULTATS EN CONSIDÉRANT LE SIX-PORT COMME IDÉAL.....	17
CHAPITRE 5 CALIBRATION AVEC CINQ STANDARDS	24
5.1 Méthodologie pour calibrer le six-port avec cinq standards	24
5.2 Résultats des simulations en utilisant la calibration à cinq standards	28
CHAPITRE 6 SIMULATION DE DEUX SIX-PORTS UTILISÉS POUR CONSTRUIRE UN ANALYSEUR DE RÉSEAU	34
6.1 Méthodologie et algorithme	34

6.2	Résultats pour 0.915 GHz	35
6.3	Résultats pour 2.45GHz	39
CHAPITRE 7 RÉSULTATS PRATIQUES CONCERNANT LE RÉFLECTOMÈTRE		43
7.1	Présentation de la méthodologie pour la partie pratique finale	43
7.2	Obtention des matrices X des deux six-ports à 0.890 GHz.....	49
7.3	Obtention des matrices X des deux six-ports à 2.48 GHz.....	53
CHAPITRE 8 ANALYSE DES POINTS Q_i DES SIX-PORTS UTILISÉS		55
8.1	Théorie sur les points q_i et comment les calculer	55
8.2	Présentation des points q_i des six-ports étudiés.....	56
CHAPITRE 9 ANALYSEUR DE RÉSEAU À BASE DE DEUX SIX-PORTS		59
9.1	Montage de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports.....	59
9.2	Résultats des mesures de circuits à deux ports.....	62
CHAPITRE 10 CONCLUSION		63
10.1	Récapitulatif du travail et des résultats	63
10.2	Suggestions d'améliorations	64
RÉFÉRENCES		66
ANNEXES		68

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Exemple de la présentation d'une matrice de paramètres S	5
Tableau 3.1 Matrice de paramètres S du six-port de la figure 3.2 pour 0.915 GHz	16
Tableau 3.2 Matrice de paramètres S du six-port de la figure 3.2 pour 2.45 GHz	16
Tableau 4.1 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 0.915 GHz	22
Tableau 4.2 résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 2.45 GHz	23
Tableau 5.1 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 0.915 GHz	32
Tableau 5.2 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 2.45 GHz	33
Tableau 7.1 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port bleu à droite, à 0.890 GHz	52
Tableau 7.2 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port rouge, à 0.890 GHz	52
Tableau 7.3 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port rouge à droite, à 2.48 GHz	53
Tableau 7.4 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port bleu à droite, à 2.48 GHz	54

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Image du six-port	2
Figure 1.2 Schéma d'une ligne de transmission sans perte terminée par une charge Z_L	3
Figure 1.3 Schéma d'un six-port	4
Figure 2.1 Schéma d'un double cercle symétrique de cinq ports.....	9
Figure 2.2 Schéma du montage nécessaire pour mesurer un coefficient de réflexion	11
Figure 2.3 Illustration des trois cercles dans le plan complexe.....	13
Figure 3.1 Schéma du six-port utilisé dans les simulations, avec les longueurs l , les largeurs w et les rayons R	15
Figure 3.2 Une image du masque du six-port utilisé dans les simulations	16
Figure 4.1 Schéma du six-port utilisé dans les simulations avec les variables assurant la symétrie	19
Figure 4.2 Schéma de la simulation utilisée, afin d'avoir les valeurs des puissances, P_3 P_4 , P_5 et P_6 , qu'on utilisera en entrées des programmes Matlab en annexe.....	20
Figure 4.3 Un exemple de résultat pour les deux premiers programmes en annexe.....	21
Figure 5.1 Le schéma du six-port avec les ondes incidentes et réfléchies	24
Figure 6.1 Schéma de la simulation de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports	34
Figure 6.2 Image du premier filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz	36
Figure 6.3 Image du deuxième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz	37
Figure 6.4 Image du troisième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz.....	37
Figure 6.5 Schéma d'un diviseur de puissance fonctionnant à 0.915 GHz en (a) et son masque en (b)	38
Figure 6.6 Image du premier filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz	39
Figure 6.7 Image du troisième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz.....	40
Figure 6.8 Image du deuxième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz	40

Figure 6.9 Schéma d'un diviseur de puissance fonctionnant à 2.45 GHz en (a) et son masque en (b)	41
Figure 7.1 Masque des charges qui serviront à calibrer les six-ports à 0.915 GHz	43
Figure 7.2 Coefficients de réflexion en entrée des charges de la figure 7.1 sur l'abaque de Smith, à la fréquence de 0.915 GHz.	44
Figure 7.3 Image du masque permettant d'obtenir les charges, les deux ports et les déphaseurs dont on a besoin pour construire et tester l'analyseur de réseau à base de deux six-ports.	45
Figure 7.4 Mesure des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} du six-port rouge	47
Figure 7.5 Graphique des paramètres S S_{11} et S_{22} en dB en fonction de la fréquence pour le six-port rouge.	47
Figure 7.6 Mesure des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} du six-port bleu	48
Figure 7.7 Graphique des paramètres S S_{11} et S_{22} en dB en fonction de la fréquence pour le six-port bleu	48
Figure 7.8 Mesure d'une charge avec l'analyseur de réseau commercial avec la charge en (a) et l'écran de l'analyseur en (b).	50
Figure 7.9 Image du six-port lors de la mesure d'une puissance à l'un des ports de mesure	51
Figure 9.1 Mesure des paramètres S du diviseur, grâce à l'analyseur de réseau	59
Figure 9.2 Image des trois fils coaxiaux utilisés, afin d'obtenir des déphasages différents	60
Figure 9.3 Mesure des paramètres S d'un circuit à deux ports, grâce à l'analyseur de réseau commercial, avec le branchement en (a) et l'écran de l'analyseur en (b)	60
Figure 9.4 Image du montage de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports	61
Figure 10.1 Schéma du système considérant le diviseur de puissance et les deux six-ports comme un circuit à trois ports	65

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Γ	Coefficient de réflexion
ε_r	Permittivité relative
λ	Longueur d'onde
ADS	Advanced Design System de Keysight Technologies
dB	Décibel
dBm	Décibel-milliwatt
D.U.T.	''Device under test'' Circuit sous test
GHz	Gigahertz
MHz	Megahertz
RF	Radio Fréquence
Term	''Port Impedance for S-parameters''

LISTE DES ANNEXES

Annexe A Code MATLAB	68
----------------------------	----

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 But de la recherche

L'idée d'utiliser une structure six-port pour déterminer la phase d'un signal micro-onde a été présentée pour la première fois en 1964 par Cohn et Weinhouse [1]. Les six-ports sont principalement utilisés, afin de mesurer des paramètres S. La structure six-port a été utilisée avec succès dans la conception des analyseurs de réseaux, des modulateurs directs, démodulateurs directs et des radars "front-end". Dans son article "Ka-Band Direct Digital Receiver", par exemple, le professeur Ovidiu Tatu [16] présente un démodulateur direct utilisant une structure six-port.

Le circuit six-port peut être considéré comme une boîte noire avec deux signaux d'entrée et quatre signaux de sortie. Le signal de référence produit par une source de tension RF rentre par le port 1 du six-port, et le signal à identifier rentre par le port 2 du six-port. Les quatre autres ports, 3, 4, 5 et 6, sont les ports de mesure, où on doit mesurer les puissances de sortie. Dans son article "The Six-Port Reflectometer : An Alternative Network Analyzer" [6], Engen présente les équations d'une telle analyse.

Le but principal de ma recherche est de mesurer les coefficients de réflexion et de transmission d'un circuit à deux ports en utilisant deux six-ports fonctionnant à 0.915 et 2.45 GHz. On utilise ces deux fréquences, puisqu'elles sont très utilisées dans l'industrie et qu'elles sont comprises dans la bande IMS (Industriel, médical et scientifique). En effet, la largeur de bande de 300 MHz à 2.5 GHz est réservée pour les applications industrielles, médicales et scientifiques, comme les réseaux de senseurs et les guidages à distance, par exemple. La fréquence de 2.45 GHz, par exemple, est utilisée par les fours à micro-ondes, afin de chauffer de la nourriture. En Europe, on appelle cette bande de fréquence la bande SRD pour "Short-Range Devices". Pour utiliser cette bande de fréquence, on n'a pas besoin de licences, mais elle est quand même réglementée. La puissance d'émission maximale et les types de modulations sont réglementés. Le six-port qu'on utilisera, durant ce travail, est constitué de deux cercles symétriques de cinq ports et d'un coupleur de 10 dB.

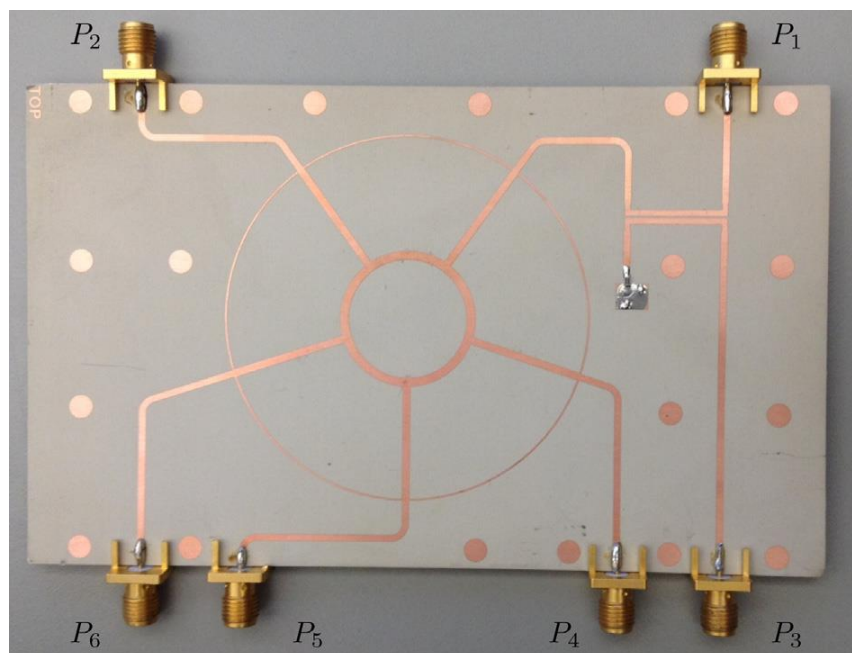


Figure 1.1 Image du six-port

Pour mesurer un coefficient de réflexion avec ce genre de circuit, il faut connecter une source RF à la bonne fréquence au port 1, le port dont on veut mesurer le coefficient de réflexion au port 2 et quatre détecteurs de puissance aux ports restants. Ensuite, il faut analyser les quatre puissances lues, grâce à un algorithme.

Ensuite, si la mesure d'un coefficient de réflexion fonctionne avec le six-port, on va tenter de construire un analyseur de réseau complet en utilisant deux six-ports. En effet, on va faire un montage permettant de mesurer les quatre paramètres S d'un circuit à deux ports. Pour valider et tester l'analyseur de réseau à base de deux six-ports, on va comparer les mesures faites avec ce dernier avec celles faites avec un analyseur de réseau commercial.

1.2 Définitions et concepts de base

Comme expliqué dans la sous-section précédente de ce travail, le but de ce travail de maîtrise est de mesurer des coefficients de réflexion et de transmission, grâce à deux six-ports. Dans cette sous-section, on va expliquer ce qu'est un coefficient de réflexion, un paramètre S et comment les matrices de paramètres S seront présentées dans ce travail.

Quand on travaille avec des hautes fréquences, il faut tenir en compte les longueurs et les largeurs des lignes de transmission qu'on utilise, ainsi que le substrat. En effet, ces dernières vont influencer

les réflexions subites par le signal, lorsque l'onde rencontrera un changement d'impédance sur la ligne. Ceci s'explique par le fait qu'en hautes fréquences on ne peut plus considérer que le signal a la même phase sur toute la longueur de la ligne transmission. L'exemple le plus simple pour illustrer cela est une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 terminée par une charge ayant une impédance Z_L , comme le montre la figure 1.2.

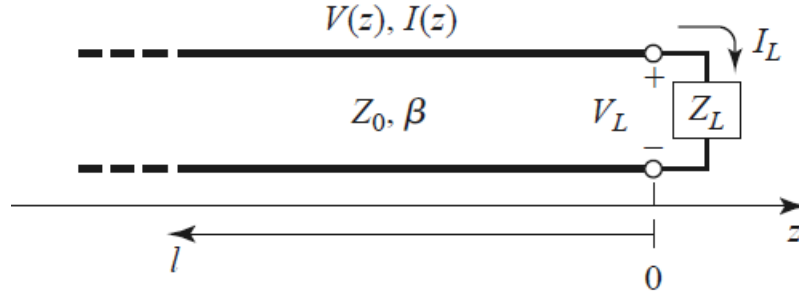


Figure 1.2 Schéma d'une ligne de transmission sans perte terminée par une charge Z_L

Sur la ligne de la figure 1.2, le voltage sur la ligne sera égal à l'onde incidente sur la charge $V_o^+ e^{-j\beta z}$ et l'onde réfléchie $V_o^- e^{j\beta z}$. Ainsi, on a la valeur du voltage total sur la ligne, $V(z)$, qui suit la relation suivante :

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (1.1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.2)$$

Dans l'équation 1.2, λ est la longueur d'onde du signal dans la ligne de transmission. Aussi, V_o^+ est la valeur de l'amplitude de l'onde incidente sur la charge à $z=0$ et V_o^- , la valeur de l'onde réfléchie à $z=0$.

Quand on utilise la théorie relative aux basses fréquences, la valeur du voltage est la même sur toute la ligne à un même instant, mais en haute fréquence, il faut tenir compte du changement de phase du signal sur la ligne.

Un coefficient de réflexion, $\Gamma(z)$, est un nombre complexe caractérisant le rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchie en volt sur une ligne de transmission haute fréquence.

$$\Gamma(z) = V_o^- e^{j\beta z} / V_o^+ e^{-j\beta z} \quad (1.3)$$

L'exemple de la figure 1.2 est le cas le plus simple utilisé, afin d'illustrer ce qu'est un coefficient de réflexion, puisque à $z=0$, le coefficient de réflexion est donné par une relation très simple.

$$\Gamma(0) = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.4)$$

Comme montré à la figure 1.1, dans ce travail, les lignes de transmission seront faites avec des lignes microrubans. Ces lignes de transmission sont faites grâce à deux rubans séparés par un substrat ayant une permittivité ϵ_r . L'impédance caractéristique d'une telle ligne dépend des dimensions du substrat et de sa permittivité, ainsi que des dimensions du métal.

Un paramètre S est le rapport entre l'onde sortante à l'un des ports d'un circuit haute fréquence et l'onde incidente à un autre port, quand aucune autre onde ne rentre dans le circuit. Par exemple, si on a un six-port, le paramètre S_{12} est le rapport entre l'onde transmise au port 2 et l'onde incidente au port 1, quand aucune autre onde ne rentre dans le circuit. C'est pour cela qu'on utilise une matrice de paramètres S, afin de caractériser un circuit à haute fréquence. En effet, chaque paramètre S est un nombre complexe qui caractérise le lien entre deux ports. Comme le montre l'équation 1.5 de ce travail, si on a un six-port, il faut une matrice 6x6 de paramètres S, afin de caractériser le circuit.

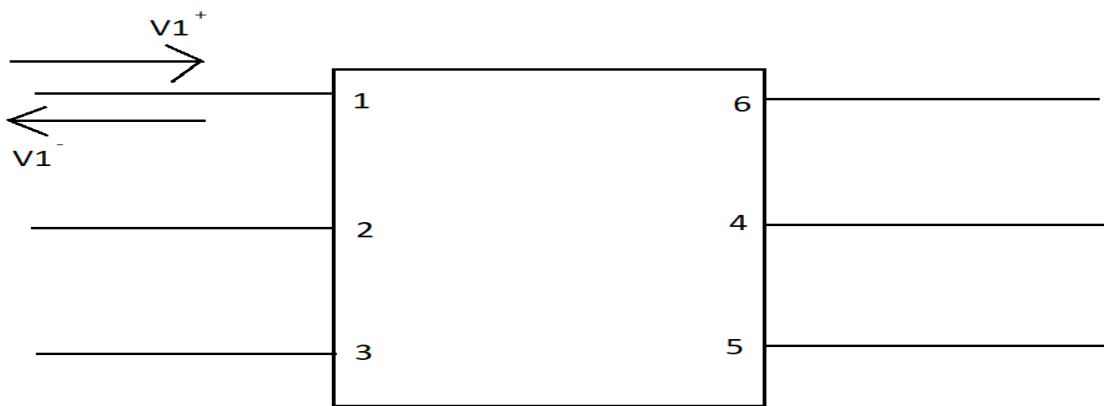


Figure 1.3 Schéma d'un six-port

$$\begin{bmatrix} V1^- \\ V2^- \\ V3^- \\ V4^- \\ V5^- \\ V6^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S12 & S13 & S14 & S15 & S16 \\ S21 & S22 & S23 & S24 & S25 & S26 \\ S31 & S32 & S33 & S34 & S35 & S36 \\ S41 & S42 & S43 & S44 & S45 & S46 \\ S51 & S52 & S53 & S54 & S55 & S56 \\ S61 & S62 & S63 & S64 & S65 & S66 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V1^+ \\ V2^+ \\ V3^+ \\ V4^+ \\ V5^+ \\ V6^+ \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \text{ avec } V_k^+ = 0 \text{ pour } k \neq j \quad (1.6)$$

Dans ce travail, on va présenter les matrices de paramètres S sous la forme de tableaux. Ainsi, afin de présenter une matrice de paramètres S d'un six-port, par exemple, on mettra tous les paramètres S, sous la forme polaire, dans un tableau 6x6, comme le montre le tableau 1.1 de ce travail.

Tableau 1.1 Exemple de la présentation d'une matrice de paramètres S

S11	S12	S13	S14	S15	S16
S21	S22	S23	S24	S25	S26
S31	S32	S33	S34	S35	S36
S41	S42	S43	S44	S45	S46
S51	S52	S53	S54	S55	S56
S61	S62	S63	S64	S56	S66

1.3 Revue de littérature

Une analyse détaillée de la structure de la jonction six-port dédiée à mesurer des paramètres S a été présentée dans les études de Hoer et Roe [2, 3, 4]. La théorie de la jonction six-port a été développée davantage par Glenn F. Engen [5, 6, 7, 8], en mettant en évidence ses qualités de réflectomètre.

L'analyse du six-port en tant que réflectomètre a été faite par Engen en 1977, dans son article "The Six-Port Reflectometer : An Alternative Network Analyzer" [6]. Dans cet article, il présente les équations qui relient les quatre puissances lues au coefficient de réflexion et aux paramètres S du six-port. Il montre aussi comment on doit utiliser ces équations, afin de dessiner trois cercles dans le plan complexe qui s'intercepte à la valeur du coefficient de réflexion. En 1978, Engen sort un article nommé "Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations" [9], où il montre les bases mathématiques de la réduction de la méthode de calibration d'un six-port. Dans cet article, il passe par un coefficient de réflexion intermédiaire, afin de calculer le coefficient recherché.

Dans le papier nommé : "Enhanced Five-Port Ring Circuit Reflectometer for Synthetic Breast Tissue Dielectric Determination" [12], sortie en 2016, Chia Yew Lee et 5 autres coauteurs présentent comment trouver les dimensions d'un six-port composé d'un cercle avec cinq ports et un coupleur, en fonction de la fréquence de résonance voulue. Le six-port utilisé dans ce travail est constitué d'un double cercle de cinq ports et d'un coupleur.

Récemment, dans son papier, "Design and Implementation of a Dual band Six-port junction" [15], le professeur Ghannouchi présente deux six-ports qui marchent aux fréquences de 1.5 et 2.7 GHz. Il présente leurs dimensions en termes de largeurs et longueurs des lignes microrubans et leur matrice de paramètres S. Un des deux six-port est constitué d'un double cercle de six ports et l'autre d'un double cercle de cinq ports et d'un coupleur.

Mon travail va utiliser comme références principales le livre du professeur Ghannouchi "The Six-Port Technique With Microwave And Wireless Applications" [10] et l'article de la Dr. Homma Arab "AN ALTERNATIVE VECTOR NETWORK ANALYZER INCORPORATING A DUALBAND SIX-PORT JUNCTION" [11]. Dans l'article de la Dr. Homa, on présente le six-port que j'ai utilisé durant ma maîtrise. On parle de son architecture, des caractéristiques du substrat

et de sa matrice de paramètres S théorique. Dans le livre de Ghannouchi, on expose les différentes techniques de calibration des six-ports.

CHAPITRE 2 MODÈLE THÉORIQUE DU SIX-PORT IDÉAL

2.1 Architecture du six-port et sa matrice de paramètres S idéale

Le six-port que nous utilisons dans ce travail est constitué uniquement de lignes microrubans. Son substrat est défini par les caractéristiques suivantes : une hauteur, H , de 1.28 mm, une permittivité relative, ϵ_r , de 10.2, une épaisseur du conducteur, T , égale à 17 μm et une tangente de perte de 0.0023. Aussi, comme on peut voir sur la figure 1, le circuit est composé d'un double cercle de cinq ports et d'un coupleur de 10 dB. On utilise un double cercle pour que le circuit puisse marcher aux deux fréquences de 0.915 et 2.45 GHz.

Le double cercle est parfaitement symétrique et est donc composé de cinq ports séparés de 72° les uns par rapport aux autres. Cela implique que la matrice de paramètres S de ce double cercle est composée uniquement de trois nombres complexes, α , β et δ , aux deux fréquences d'intérêt. La figure 2.1 montre le schéma du double cercle symétrique utilisé. En 2001, S.P. Yeo et F.C. Choong, dans leur papier 'Matched Symmetrical Five-Port Microstrip Coupler' [13] présentent un double cercle symétrique. Il diffère de celui utilisé par le fait que les lignes reliant les deux cercles ne sont pas alignées avec les lignes extérieurs, mais il utilise le même principe de symétrie. Aussi les lignes extérieurs n'ont pas la même largeur sur toute leur longueur. La matrice de paramètres S , S_{fiveport} , d'un double cercle symétrique est présentée à la relation 2.1.

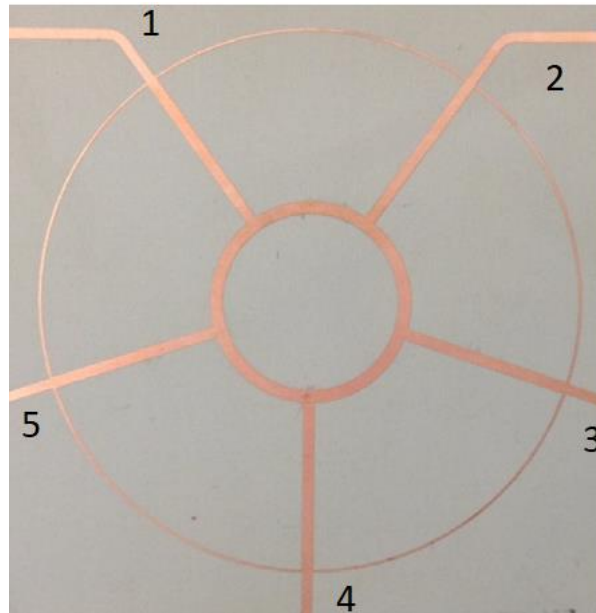


Figure 2.1 Schéma d'un double cercle symétrique de cinq ports

$$S_{\text{fiveport}} = \begin{bmatrix} \delta & \alpha & \beta & \beta & \alpha \\ \alpha & \delta & \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & \delta & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha & \delta & \alpha \\ \alpha & \beta & \beta & \alpha & \delta \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Maintenant, si on fait l'estimation que ce circuit à cinq ports est adapté à toutes ses entrées et sans pertes, on a les relations suivantes qui nous permettent de trouver les coefficients complexes qui composent la matrice 5x5 de la relation 2.1.

Tous les ports sont adaptés à 0.915 et 2.45 GHz : $\delta=0$

Le circuit à cinq ports est sans pertes, alors toutes les puissances en entrées sont égales aux puissances qui sortent du circuit :

$$S_{\text{fiveport}} * S_{\text{fiveport}}^* = 1 \quad (2.2)$$

$$2|\beta|+2|\alpha|=1 \quad (2.3)$$

$$\beta\alpha^*+\alpha\beta^*+|\beta|^2=0 \quad (2.4)$$

$$\beta\alpha^*+\alpha\beta^*+|\alpha|^2=0 \quad (2.5)$$

Les relations précédentes nous permettent de trouver les valeurs de α et β :

$$\beta=0.5\angle 120^\circ \quad \text{et} \quad \alpha=0.5 \quad (2.6)$$

Pour compléter le six-port, il faut connecter un coupleur de 10 dB au port 1 du double cercle symétrique. On a besoin qu'une petite partie de la puissance d'entrée au port 1 sorte par le port 3. Ce port est appelé le port de référence et la puissance qui en sort sert à normaliser les autres puissances. Nous verrons cela en détail, dans la prochaine section de ce travail. Aussi, Idéalement, on veut que la puissance en sortie du port 3 ne dépende que de la puissance en entrée du port 1. Cela veut dire que la puissance réfléchi du circuit à cinq ports vers le coupleur ne doit pas sortir par le port 3. La sortie isolée du coupleur doit être terminée par une résistance de 50 ohms, et ne compte pas pour l'un des six ports du circuit.

Un coupleur directionnel est un circuit RF à quatre ports, dont la matrice de paramètres S idéale a la forme suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & t & c & 0 \\ t & 0 & 0 & c \\ c & 0 & 0 & t \\ 0 & c & t & 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Pour un coupleur 10 dB, on a que $t = 0.9$ et $c = 0.1$.

Après avoir ajouté le coupleur, on obtient donc la matrice de paramètres S théorique suivante pour le six-port, aux deux fréquences d'intérêt.

2.2 Algorithme prenant en compte un six-port idéal

Pour mesurer un coefficient de réflexion, grâce au six-port présenté à la section précédente, il faut effectuer le montage de la figure 2.2. Comme expliqué précédemment, il faut connecter le générateur RF de la bonne fréquence au port 1, le port dont on veut mesurer le coefficient de réflexion en entrée au port 2 et quatre détecteurs de puissance aux ports restants.

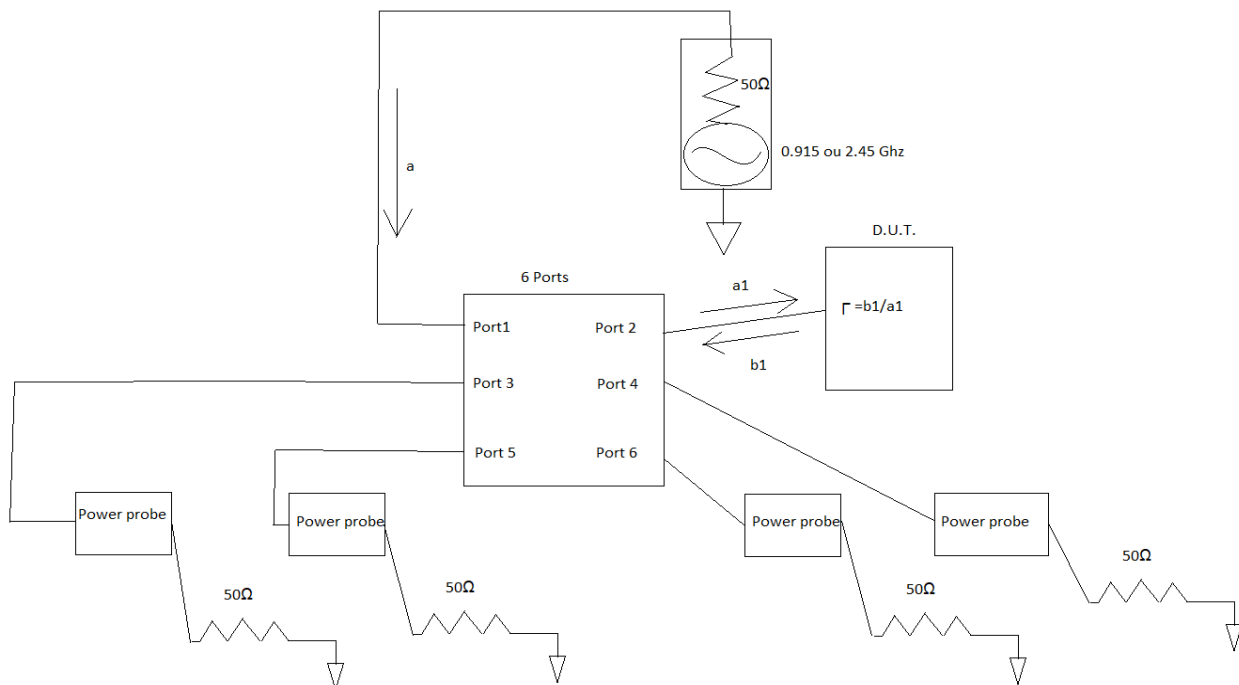


Figure 2.2 Schéma du montage nécessaire pour mesurer un coefficient de réflexion

Dans cette section du mémoire, on va supposer que le six-port de la figure 2.2 est idéal et donc que sa matrice de paramètres S est la même que celle du tableau 2.1. Aussi, mis à part le port 2, tous les ports sont terminés par une résistance de 50Ω . Cela fait en sorte que les ondes qui sortent du circuit ne sont pas réfléchies. Sur la figure 2.2, a représente la valeur r.m.s. de l'onde entrante au port 1 et le coefficient de réflexion, Γ , est égal à la valeur r.m.s. de l'onde réfléchi du port 2 vers le six-port, b_1 , divisé par l'onde sortante du six-port au port 2, a_1 . On a donc la relation suivante qui relie a à a_1 .

$$a_1 = S_{12}a \quad (2.8)$$

Si on considère que le six-port de la figure 2.2 est idéal, on a les équations suivantes qui définissent les puissances mesurées aux ports 3, 4, 5 et 6.

$$P_3 = |aS_{13}|^2 \quad P_4 = |S_{14}a + S_{24}\Gamma S_{12}a|^2 \quad P_5 = |S_{15}a + S_{25}\Gamma S_{12}a|^2 \quad P_6 = |S_{16}a + S_{26}\Gamma S_{12}a|^2 \quad (2.9)$$

P_3 , P_4 , P_5 et P_6 représentent les puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6, respectivement. Ensuite, il faut normaliser les puissances P_4 , P_5 et P_6 par la puissance au port de référence, P_3 . Cela nous donne les équations suivantes :

$$p_4 = \frac{|S_{14}a + S_{24}\Gamma S_{12}a|^2}{|aS_{13}|^2} \quad p_5 = \frac{|S_{15}a + S_{25}\Gamma S_{12}a|^2}{|aS_{13}|^2} \quad p_6 = \frac{|S_{16}a + S_{26}\Gamma S_{12}a|^2}{|aS_{13}|^2} \quad (2.10)$$

Les trois équations précédentes nous permettent de déduire les relations suivantes :

$$\frac{|S_{13}|}{|S_{24}S_{12}|} \sqrt{p_4} = \left| \frac{S_{14}}{S_{24}S_{12}} + \Gamma \right| = R_4 \quad (2.11)$$

$$\frac{|S_{13}|}{|S_{25}S_{12}|} \sqrt{p_5} = \left| \frac{S_{15}}{S_{25}S_{12}} + \Gamma \right| = R_5 \quad (2.12)$$

$$\frac{|S_{13}|}{|S_{26}S_{12}|} \sqrt{p_6} = \left| \frac{S_{16}}{S_{26}S_{12}} + \Gamma \right| = R_6 \quad (2.13)$$

Ces trois équations, 2.11, 2.12 et 2.13, sont les équations dans le plan complexe de trois cercles de rayons R_4 , R_5 et R_6 et de centres q_4 , q_5 et q_6 . Les équations nous montrent que, si on dessine ces trois cercles dans le plan complexe, leur intersection sera la valeur du coefficient de réflexion, Γ .

$$q_4 = -S_{14}/(S_{12}S_{24}) \quad q_5 = -S_{15}/(S_{12}S_{25}) \quad q_6 = -S_{16}/(S_{12}S_{26}) \quad (2.14)$$

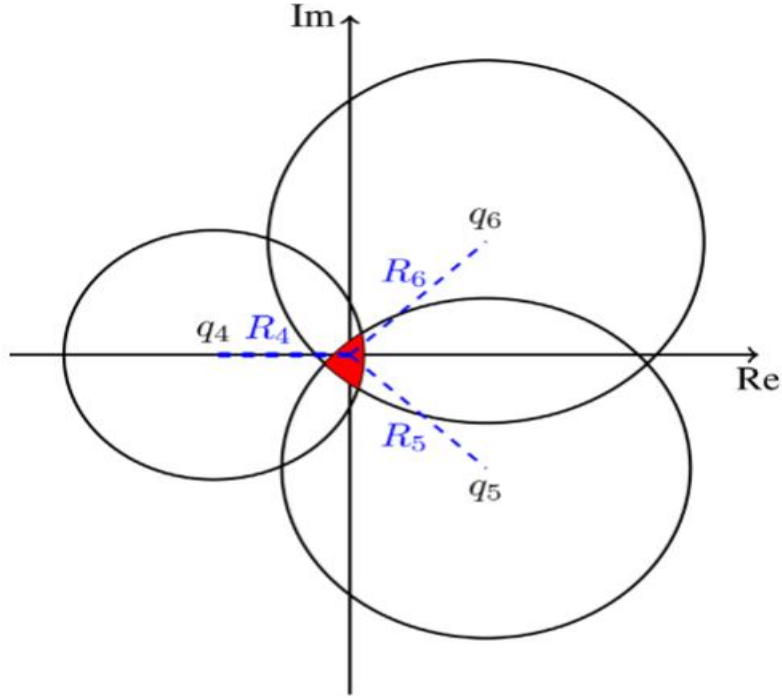


Figure 2.3 Illustration des trois cercles dans le plan complexe

Cette technique nous permet donc, en théorie, de trouver la valeur de la norme et de la phase du coefficient de réflexion.

En considérant la matrice de paramètres S du tableau 2.1, on trouve les valeurs théoriques suivantes pour les rayons et centres des cercles.

$$1.405457\sqrt{p_4}=R_4 \quad 1.405457\sqrt{p_5}=R_5 \quad 1.405457\sqrt{p_6}=R_6 \quad (2.15)$$

$$q_4=2\angle 60^\circ \quad q_6=2\angle 300^\circ \quad q_5=2\angle 180^\circ \quad (2.16)$$

On remarque que les centres sont séparés par 120° les uns par rapport aux autres.

Traditionnellement, les six-ports sont constitués de plusieurs coupleurs reliés par des lignes microrubans passives. Cependant, les six-ports à base de coupleurs n'ont pas leurs q_i séparés de 120° les uns par rapport aux autres. C'est pour cela qu'on a choisi le six-port de la figure 1.1, pour ce travail.

CHAPITRE 3 DESIGN D'UN SIX-PORT AVEC ADS

3.1 Présentation du six-port utilisé dans les simulations

Dans cette section du mémoire, on va montrer comment on peut concevoir un six-port composé d'un double cercle et d'un coupleur, grâce à ADS. Le substrat est défini par les caractéristiques suivantes : une hauteur, H , de 1.28 mm, une permittivité relative, ϵ_r , de 10.2, une épaisseur du conducteur, T , égale à 17 μm et une tangente de perte de 0.0023. Il faut utiliser des variables, afin d'assurer la symétrie du circuit et utiliser l'optimisation, afin d'avoir une matrice de paramètres S la plus proche possible de celle du tableau 2.1. En effet, les variables permettent de fixer, par exemple, toutes les largeurs d'un cercle égales à la même variable.

On peut observer sur la figure 4.1 (a) exactement comment l'utilisation des variables nous permet de garantir la symétrie du double cercle. Grâce à cela, on a seulement besoin de trois "GOAL", afin d'obtenir le double cercle. Après cela, on peut insérer le coupleur constitué d'une ligne couplée. On réoptimise, par la suite, en utilisant les conditions d'optimisation suivantes, pour les deux fréquences :

$$0 < |S_{11}| < 0.06 \quad 0.48 < |S_{62}| < 0.54 \quad 0 < |S_{23}| < 0.08 \quad 0 < |S_{55}| < 0.08 \quad (3.1)$$

$$0.44 < |S_{21}| < 0.52 \quad 0.44 < |S_{21}| < 0.52 \quad 0.48 < |S_{42}| < 0.54 \quad 0 < |S_{22}| < 0.08 \quad 0 < |S_{33}| < 0.08 \quad (3.2)$$

$$0.48 < |S_{65}| < 0.52 \quad 0 < |S_{31}| < 0.4 \quad 0.44 < |S_{16}| < 0.52 \quad (3.3)$$

La symétrie du circuit fait qu'on n'a pas besoin d'autre conditions pour l'optimisation, afin d'obtenir une matrice de paramètres S semblable à celle du tableau 2.1.

En théorie, le grand anneau (avec la trace plus mince) correspondant à la longueur d'onde plus petite (915 MHz) a une impédance plus grande que 50 Ω . Le petit anneau (avec la trace plus large) correspondant à la longueur d'onde plus grande (2.45 GHz) a une impédance un peu plus petite que 50 Ω . On peut observer ces caractéristiques sur le six-port de la figure 1.1.

La figure 3.1 montre le schéma qu'il faut simuler sur ADS en omettant les Tee entre les lignes. Ce schéma n'est pas à l'échelle.

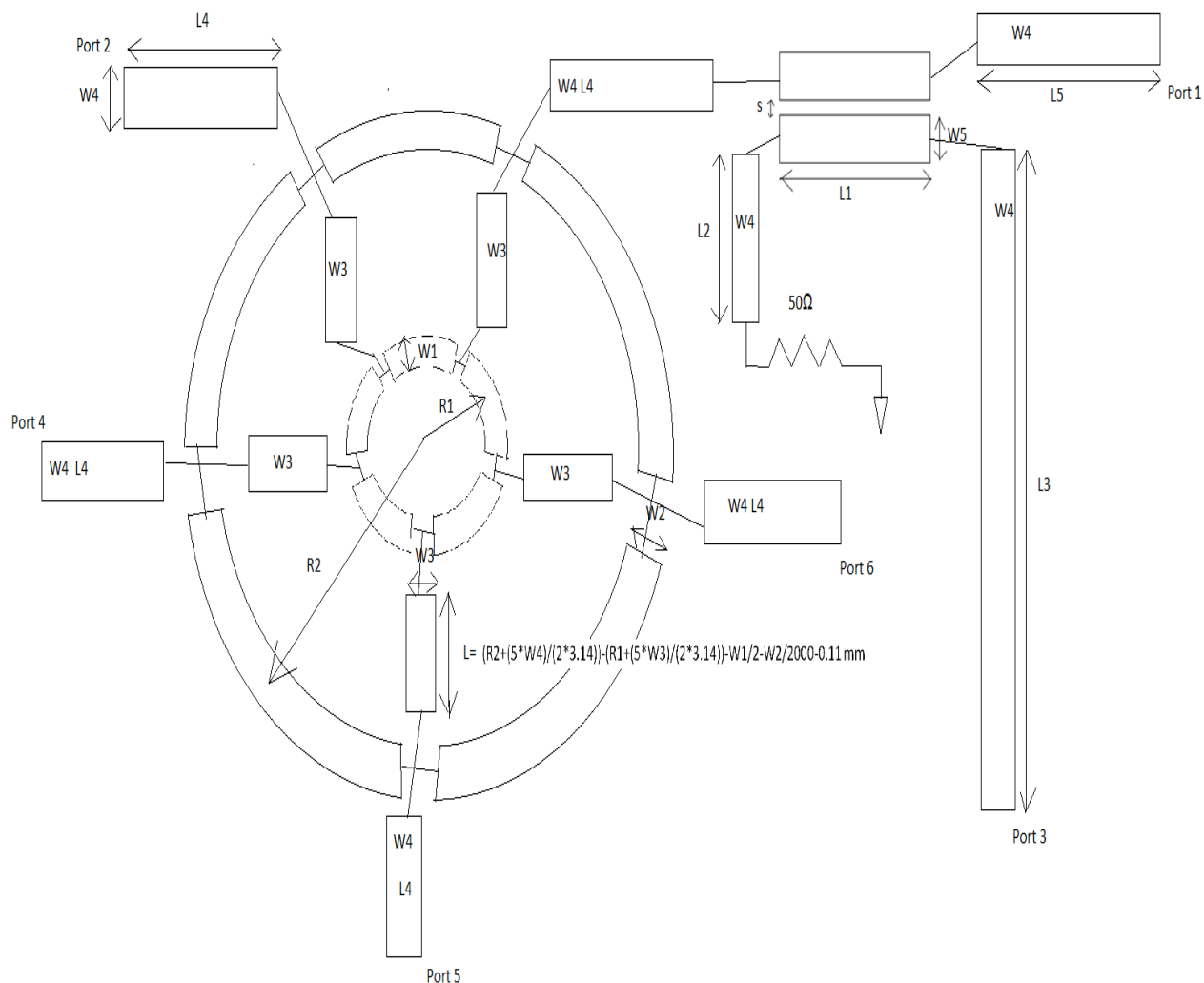


Figure 3.1 Schéma du six-port utilisé dans les simulations, avec les longueurs l , les largeurs w et les rayons R

Après avoir utilisé l'optimisation d'ADS, on trouve les dimensions suivantes :

$$R1=11.9438\text{mm} \quad \text{et} \quad R2= 30.6499\text{mm} \quad (3.4)$$

$$L1=17.66\text{mm} \quad L2=21.44\text{mm} \quad L3=70.125\text{mm} \quad L4=47.55\text{mm} \quad L5=24.9\text{mm} \quad (3.5)$$

$$W1=301.1\mu\text{m} \quad W2=481.3\mu\text{m} \quad W3=0.238\text{mm} \quad W4=1.395\text{mm} \quad W5=996\mu\text{m} \quad (3.6)$$

$$S = 538.2 \text{ } \mu\text{m} \quad (3.7)$$

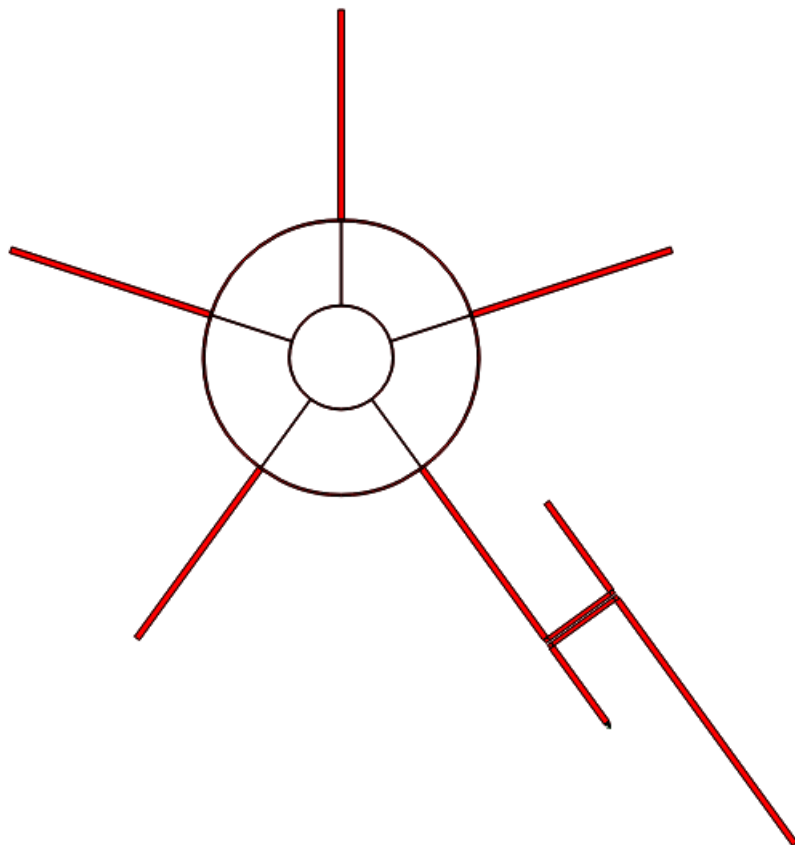


Figure 3.2 Une image du masque du six-port utilisé dans les simulations

Ce six-port nous donne les matrices de paramètres S suivantes, pour 0.915 et 2.45 GHz respectivement.

Tableau 3.1 Matrice de paramètres S du six-port de la figure 3.2 pour 0.915 GHz

$0.014\angle-145.9^\circ$	$0.45\angle-149^\circ$	$0.22\angle124.8^\circ$	$0.45\angle-149^\circ$	$0.50\angle85.4^\circ$	$0.50\angle85.4^\circ$
$0.451\angle-149.3^\circ$	$0.069\angle-108^\circ$	$0.0414\angle-18.07^\circ$	$0.51\angle-151^\circ$	$0.52\angle-149.8^\circ$	$0.472\angle-27.25^\circ$
$0.22\angle124.8^\circ$	$0.04\angle-18^\circ$	$0.018\angle67.2^\circ$	$0.04\angle-18^\circ$	$0.046\angle-143^\circ$	$0.0466\angle-143^\circ$
$0.451\angle-149.3^\circ$	$0.51\angle-151^\circ$	$0.041\angle-18.07^\circ$	$0.069\angle-108^\circ$	$0.472\angle-27^\circ$	$0.526\angle-149.8^\circ$
$0.506\angle85.4^\circ$	$0.526\angle-150^\circ$	$0.0466\angle-143^\circ$	$0.472\angle-27^\circ$	$0.08\angle-123^\circ$	$0.45\angle-25.9^\circ$
$0.50\angle85.4^\circ$	$0.472\angle-27^\circ$	$0.0466\angle-143^\circ$	$0.526\angle-150^\circ$	$0.45\angle-25.9^\circ$	$0.08\angle-122.6^\circ$

Tableau 3.2 Matrice de paramètres S du six-port de la figure 3.2 pour 2.45 GHz

$0.059\angle-171^\circ$	$0.47\angle25.5^\circ$	$0.207\angle-61.2^\circ$	$0.47\angle25.5^\circ$	$0.456\angle151^\circ$	$0.456\angle151^\circ$
$0.47\angle25.5^\circ$	$0.0776\angle43^\circ$	$0.0802\angle-61^\circ$	$0.458\angle119.9^\circ$	$0.48\angle117^\circ$	$0.50\angle-4.485^\circ$
$0.207\angle-61.2^\circ$	$0.080\angle-60.6^\circ$	$0.075\angle-102^\circ$	$0.080\angle-60.6^\circ$	$0.078\angle65^\circ$	$0.078\angle64.7^\circ$
$0.47\angle25.5^\circ$	$0.46\angle119.9^\circ$	$0.08\angle-60.6^\circ$	$0.0776\angle43.4^\circ$	$0.5\angle-4.49^\circ$	$0.48\angle117.2^\circ$
$0.456\angle150.85^\circ$	$0.48\angle117^\circ$	$0.078\angle64.7^\circ$	$0.5\angle-4.485^\circ$	$0.08\angle64.14^\circ$	$0.47\angle-6.06^\circ$
$0.456\angle151^\circ$	$0.5\angle-4.485^\circ$	$0.078\angle64.7^\circ$	$0.48\angle117.2^\circ$	$0.47\angle-6.06^\circ$	$0.08\angle64.14^\circ$

CHAPITRE 4 ALGORITHME ET RÉSULTATS EN CONSIDÉRANT LE SIX-PORT COMME IDÉAL

On va maintenant utiliser l'algorithme de la section 2.2 et le six-port de la section 3, afin de faire la simulation de la mesure d'un coefficient de réflexion. Dans cette section, on va faire l'approximation que notre six-port est idéal. On va donc utiliser les équations présentées à la section 2.2, afin de trouver les valeurs des centres des cercles et de leur rayon en fonction des puissances normalisées dans le plan complexe.

$$\frac{|S_{13}|}{|S_{24}S_{12}|}\sqrt{p_4}=R_4 \quad \frac{|S_{13}|}{|S_{25}S_{12}|}\sqrt{p_5}=R_5 \quad \frac{|S_{13}|}{|S_{26}S_{12}|}\sqrt{p_6}=R_6 \quad (4.1)$$

$$q_4=-S_{14}/(S_{12}S_{24}) \quad q_5=-S_{15}/(S_{12}S_{25}) \quad q_6=-S_{16}/(S_{12}S_{26}) \quad (4.2)$$

On obtient donc les résultats suivants, pour 0.915 GHz, en utilisant la matrice du tableau 3.1 :

$$0.9738707\sqrt{p_4}=R_4 \quad 0.944247257\sqrt{p_5}=R_5 \quad 1.052275546\sqrt{p_6}=R_6 \quad (4.3)$$

$$q_4=1.96078 \angle -29^\circ \quad q_5=2.13298711 \angle -156^\circ \quad q_6=2.3770153 \angle 81^\circ \quad (4.4)$$

On obtient donc les résultats suivants, pour 2.45 GHz, en utilisant la matrice du tableau 3.2 :

$$0.9616278\sqrt{p_4}=R_4 \quad 0.9156456\sqrt{p_5}=R_5 \quad 0.88085106\sqrt{p_6}=R_6 \quad (4.5)$$

$$q_4=2.183406 \angle 60^\circ \quad q_5=2.017074357 \angle -171.5^\circ \quad q_6=1.940425532 \angle -50^\circ \quad (4.6)$$

On doit, maintenant, faire la simulation de la figure 4.1, afin d'avoir les valeurs de puissances, en fonction de la charge connectée au port 2. Après, il faut analyser nos résultats avec un programme Matlab qui prend en entrées les quatre puissances détectées par les détecteurs de puissance et dessiner les trois cercles dans le plan complexe. Le programme détecte les trois points d'intersection des cercles dans le cercle unitaire et en fait la moyenne. Les sorties du programme seront donc les graphiques dans le plan complexe des trois cercles et le coefficient de réflexion mesuré.

Dans ce travail, à partir de maintenant, on appellera coefficient de réflexion mesuré le coefficient de réflexion obtenu, grâce aux puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port, soit dans des simulations comme à la figure 4.1 ou grâce à des détecteurs de puissances et le six-port de la figure 1.1 de ce travail. Aussi, on appellera coefficient de réflexion, le coefficient de réflexion obtenu, grâce à des mesures avec un analyseur de réseau commercial ou des résultats de simulations en utilisant un Term, comme montré à la figure 4.1 (b). On utilisera ces appellations, notamment dans les tableaux présentant les résultats, soit des simulations ou des mesures pratiques.

Un Term, ‘ ‘ Port Impedance for S-parameters’ ’, est le composant utilisé dans ADS, afin de définir la location d’un port. Quand on fait une simulation, on obtient les coefficients de réflexion à ces endroits. Aussi, on obtient les coefficients de transmission définis par l’onde sortante à l’un de ces ports divisée par l’onde entrante à un autre de ces ports, quand aucune autre onde ne rentre dans le circuit. C’est donc ce type de composant qui définit où se situent les ports d’un circuit.

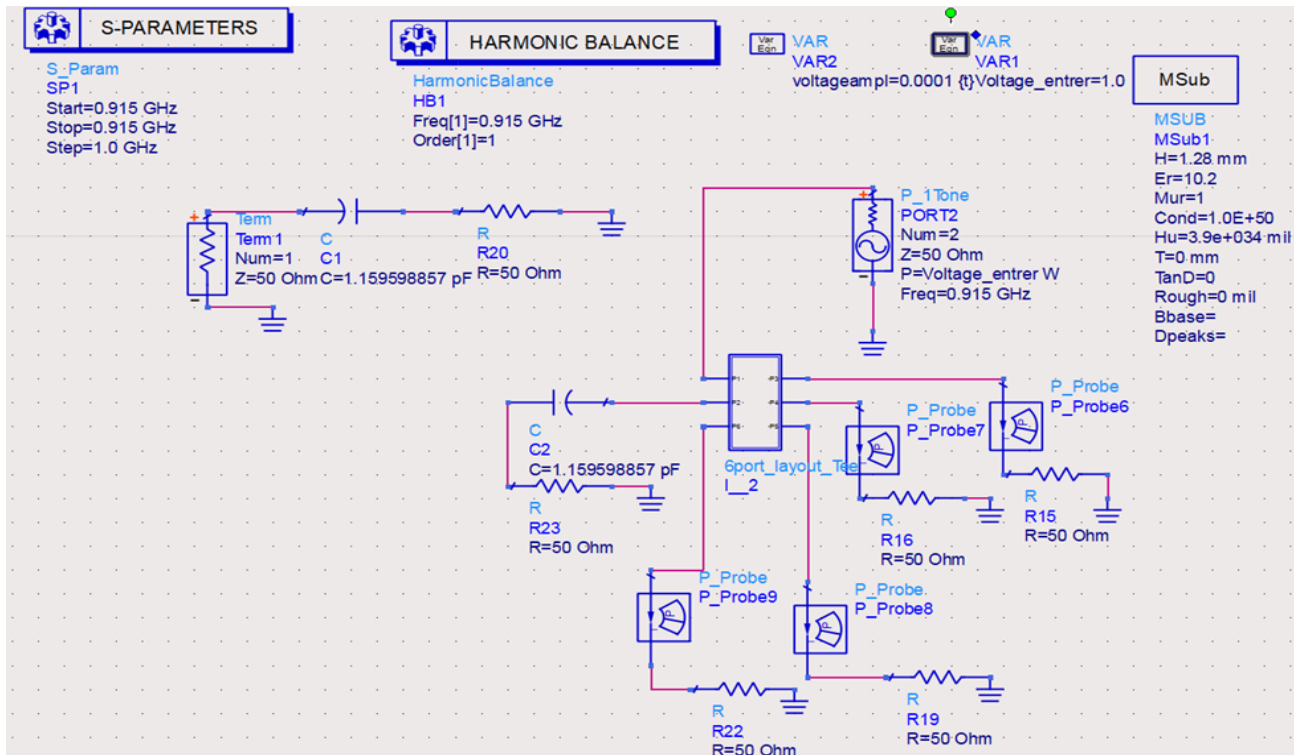


Figure 4.2 Schéma de la simulation utilisée, afin d'avoir les valeurs des puissances, P_3 , P_4 , P_5 et P_6 , qu'on utilisera en entrées des programmes Matlab en annexe

Cependant, après avoir fait plusieurs tests, on se rend compte que même si l'algorithme marche pour certaines valeurs de coefficient de réflexion, dans beaucoup de cas, les trois cercles sont soit trop grands ou trop petits. Cela est dû au fait que la puissance P_3 du port de référence qu'on utilise, afin de normaliser les trois autres puissances, ne dépend pas seulement de la puissance en entrée du port 1 du six-port. En effet, en théorie la valeur de P_3 ne devrait dépendre que de S_{13} et de a .

$$P_3 = |aS_{13}|^2 \quad (4.7)$$

Mais, en réalité, la valeur de P_3 dépend de la valeur du coefficient de réflexion, Γ , puisque S_{23} n'est pas égale à 0 dans les matrices des tableaux 3.1 et 3.2.

$$P_3 = |aS_{13} + aS_{12}S_{23}\Gamma|^2 \quad (4.8)$$

Cela a pour conséquence que les trois cercles ont des rayons soit trop grands soit trop petits dépendamment de la valeur de la phase du coefficient de réflexion.

À cause de cela, j'ai décidé de modifier légèrement l'algorithme de la section 2.2, afin d'avoir des résultats. Ainsi, dans les deux programmes que je vais utiliser pour analyser mes résultats de simulations, un pour 0.915 GHz et un pour 2.45 GHz, je ne vais pas normaliser les valeurs de P_4 , P_5 et P_6 par P_3 . Au lieu de cela, je vais juste calculer les rayons en utilisant les valeurs de P_4 , P_5 et P_6 . Puisque p_3 est tout le temps une valeur plus petite que 1, on va multiplier les valeurs des rayons obtenues par une constante un peu plus grande que 1, jusqu'à ce que les trois cercles ne s'intersectent qu'à un point. Bien-sûr, il faut utiliser la même constante pour les trois cercles. Le résultat de cet algorithme modifié est qu'on obtient deux programmes qui donnent toujours comme résultat trois cercles qui s'intersectent exactement à un même point dans le plan complexe, comme le montre la figure 4.2.

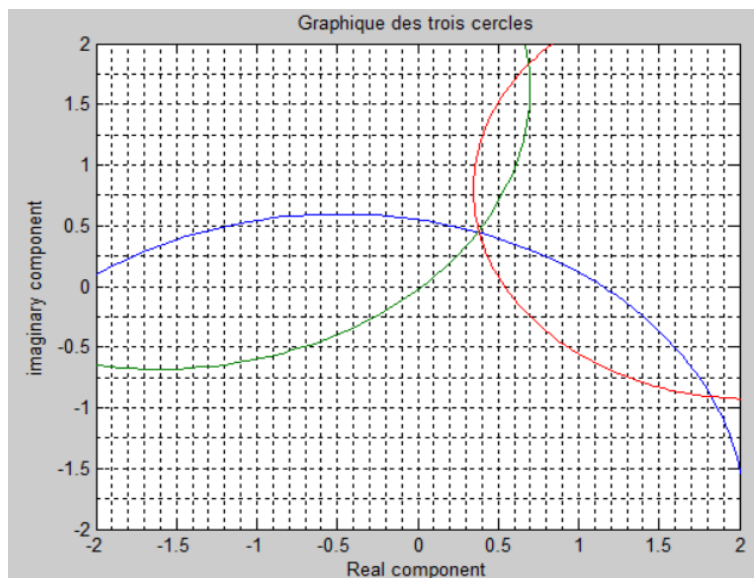


Figure 4.3 Un exemple de résultat pour les deux premiers programmes en annexe

Cet algorithme ne donne pas des résultats parfaits, mais de très bons résultats quand même. Dans les deux prochains tableaux, 4.1 et 4.2, je montre les résultats des simulations en utilisant cet algorithme, pour 0.915 et 2.45 GHz respectivement. Bien-sûr, on a obtenu les puissances P_3 , P_4 , P_5 et P_6 , qu'on utilise en entrées des programmes en annexe, grâce à la simulation de la figure 4.1. Ces programmes en annexe, un pour 0.915 GHz et un pour 2.45 GHz, nous donnent la valeur du coefficient de réflexion mesuré. Aussi, la simulation de la figure 4.1 nous permet de trouver directement le coefficient de réflexion affiché sur la colonne de gauche des tableaux 4.1 et 4.2. En effet, ce coefficient correspond au paramètre S_{11} obtenu, grâce au term1 de la figure 4.1 b).

Tableau 4.1 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 0.915 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce à un Term	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
-0.1941-0.082264i	-0.19 - 0.0898i
0.69226+0.461522i	0.7195 + 0.4060i
0.230478+0.1536517i	0.2387+ 0.1297i
0.29394617+0.8231i	0.3675 + 0.8515i
0.04278+0.301985i	0.0575 + 0.2980i
-0.34047+0.58978i	-0.3508 + 0.6136i
-0.31016+0.17474i	-0.3181 + 0.1760i
-0.05377+0.7591i	-0.0223+0.7996i
-0.760347+0.3201516i	-0.7663 + 0.2952i
0.1887854-0.134848i	0.1966 - 0.1285i
-0.007946-0.21185i	-0.0052 - 0.2095i
-0.14107-0.2015114i	-0.1332 - 0.1898i
0.6922664-0.46151i	0.6548 - 0.4728i
0.054068189-0.67584i	0.0547 - 0.6469i
-0.2434723-0.7252215i	-0.2196 - 0.6828i
0.380647897-0.708183i	0.3369 - 0.7135i

Tableau 4.2 résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 2.45 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce à un Term	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
-0.183734-0.9544767i	-0.3686 - 0.8151i
0.6922664+0.46151i	0.6664 + 0.5206i
0.230478+0.15365168i	0.2412 + 0.1643i
0.29396+0.82308153i	0.2458 + 0.8136i
0.0424478+0.30203176i	0.0469 + 0.2938i
-0.3405+0.58976i	-0.3262 + 0.5480i
-0.310152+0.174762i	-0.2917 + 0.1690i
-0.053084676+0.759146i	-0.0799 + 0.7294i
-0.760347252+0.3201516i	-0.7124 + 0.3131i
0.1887854+0.13485i	0.1803 + 0.1487i
-0.007945948-0.211851i	-0.0086 - 0.2019i
-0.141071665-0.2015311i	-0.1580 - 0.1818i
0.6922664-0.46151i	0.7550 - 0.4827i
0.0540682-0.6784i	0.0431 - 0.6977i
-0.24347-0.7252215i	-0.2746 - 0.6862i
0.28776162-0.71421i	0.2741 - 0.7563i

CHAPITRE 5 CALIBRATION AVEC CINQ STANDARDS

5.1 Méthodologie pour calibrer le six-port avec cinq standards

À la section précédente du travail, on a vu que le modèle théorique qui prend en compte que le six-port est idéal ne donne pas d'excellents résultats. On veut donc une méthode de calibration qui considère les imperfections de la matrice S du six-port et que les détecteurs de puissance ne sont pas parfaitement adaptés. En effet, une telle méthode pourrait donner des résultats plus précis.

La figure 5.1 montre une illustration du système constitué du six-port, des détecteurs de puissance et de la source RF. La relation 5.1 montre le système d'équations linéaires caractérisant le système. Contrairement à la section précédente, ce modèle prend en compte que la matrice de paramètres S du six-port n'est pas idéale et les coefficients de réflexion en entrée des détecteurs de puissance, Γ_3 , Γ_4 , Γ_5 et Γ_6 .

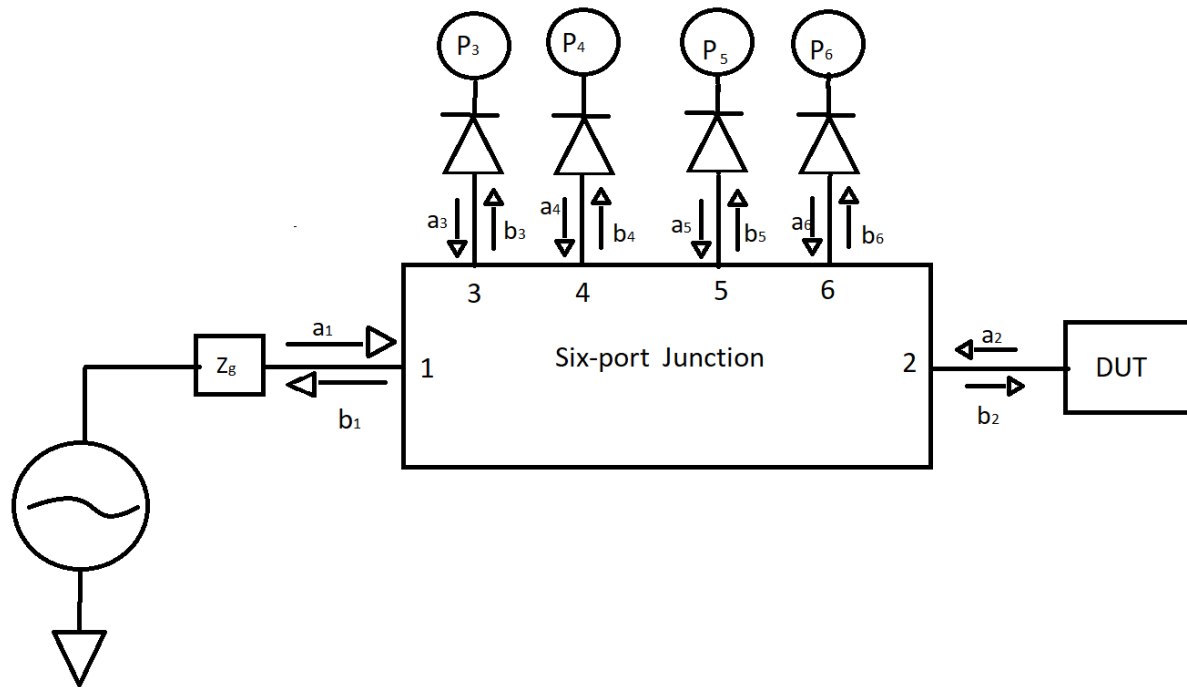


Figure 5.1 Le schéma du six-port avec les ondes incidentes et réfléchies

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \Gamma_3 & s_{14} \Gamma_4 & s_{15} \Gamma_5 & s_{16} \Gamma_6 \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \Gamma_3 & s_{24} \Gamma_4 & s_{25} \Gamma_5 & s_{26} \Gamma_6 \\ s_{31} & s_{32} & (s_{33} \Gamma_3 - 1) & s_{34} \Gamma_4 & s_{35} \Gamma_5 & s_{36} \Gamma_6 \\ s_{41} & s_{42} & s_{43} \Gamma_3 & (s_{44} \Gamma_4 - 1) & s_{45} \Gamma_5 & s_{46} \Gamma_6 \\ s_{51} & s_{52} & s_{53} \Gamma_3 & s_{54} \Gamma_4 & (s_{55} \Gamma_5 - 1) & s_{56} \Gamma_6 \\ s_{61} & s_{62} & s_{63} \Gamma_3 & s_{64} \Gamma_4 & s_{65} \Gamma_5 & (s_{66} \Gamma_6 - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Le but du développement mathématique de cette section est d'obtenir un algorithme d'analyse des puissances qui prend en compte les imperfections du six-port, ainsi que les réflexions aux détecteurs de puissance. Les solutions du système d'équation de l'équation 5.1 s'obtiennent en inversant la matrice 6x6 et en multipliant le résultat des deux côtés de l'équation. Dans les équations suivantes, les 'm' sont les composantes de l'inverse de la matrice 6x6 de l'équation 5.1. Comme la figure 5.1 l'illustre, Γ est le coefficient de réflexion qu'on veut mesurer. a_2 est l'onde entrante dans le six-port, au port 2, et b_2 l'onde sortante du six-port, au port 2.

$$a_1 = m_{11}b_1 + m_{12}b_2 \quad a_2 = m_{21}b_1 + m_{22}b_2 \quad b_i = m_{i1}b_1 + m_{i2}b_2 \quad i=3, 4, 5 \text{ et } 6 \quad (5.2)$$

$$\Gamma = a_2/b_2 \quad (5.3)$$

Ces équations nous permettent de développer les relations suivantes :

$$b_i = h_i(\Gamma - q_i)b_2 \quad i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.4)$$

$$h_i = m_{i1}/m_{21} \quad i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.5)$$

$$k_i = m_{i2} - (m_{22}m_{i1})/m_{21} \quad i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.6)$$

$$q_i = -k_i/h_i \quad i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.7)$$

La puissance absorbée par le détecteur de puissance D_i suit la relation de l'équation 5.8, où v_i est un paramètre scalaire qui caractérise le détecteur. Aussi, comme l'illustre la figure 5.2, b_i est l'onde qui rentre dans le détecteur et a_i l'onde qui sort du détecteur et entre dans le six-port.

$$P_i = v_i (|b_i|^2 - |a_i|^2) \quad \text{avec } i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.8)$$

$$P_i = \alpha_i^2 |\Gamma - q_i|^2 |b_2|^2 \quad \text{où } \alpha_i = |h_i| \sqrt{v_i (1 - |\Gamma|^2)} \quad \text{avec } i=3,4,5 \text{ et } 6 \quad (5.9)$$

Cette relation nous permet d'écrire le modèle linéaire du six-port qui sert de base à plusieurs méthodes de calibration, dont celle à cinq standards. Les relations 5.10 et 5.11 sont les mêmes, mais écrites différemment.

$$\begin{bmatrix} P3 \\ P4 \\ P5 \\ P6 \end{bmatrix} = |b_2|^2 \begin{bmatrix} \alpha_3^2 |q_3|^2 & \alpha_3^2 & -\alpha_3^2 \text{Re}(q_3) & -\alpha_3^2 \text{Im}(q_3) \\ \alpha_4^2 |q_4|^2 & \alpha_4^2 & -\alpha_4^2 \text{Re}(q_4) & -\alpha_4^2 \text{Im}(q_4) \\ \alpha_5^2 |q_5|^2 & \alpha_5^2 & -\alpha_5^2 \text{Re}(q_5) & -\alpha_5^2 \text{Im}(q_5) \\ \alpha_6^2 |q_6|^2 & \alpha_6^2 & -\alpha_6^2 \text{Re}(q_6) & -\alpha_6^2 \text{Im}(q_6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma|^2 \\ \text{Re}(\Gamma) \\ \text{Im}(\Gamma) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$P = \beta C \underline{\Gamma} \quad (5.11)$$

Le but de la méthode à cinq standards est de trouver une matrice 4x4 qui, multipliée par le vecteur colonne des puissances détectées, pourrait nous permettre de mesurer le coefficient de réflexion. En effet, la relation ci-haut nous montre que le vecteur colonne $\underline{\Gamma}$ est relié aux quatre puissances par une matrice 4x4 qui ne dépend que du six-port et des coefficients de réflexion aux ports 3, 4, 5 et 6, donc en entrée des détecteurs de puissance. On veut donc trouver douze nombres réels qui sont les entrées de l'inverse de la matrice C qui pourrait nous permettre de calculer le coefficient de réflexion Γ à partir des puissances détectées.

$$X = C^{-1} \quad (5.12)$$

$$\text{Re}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} \quad \text{et} \quad \text{Im}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} \quad (5.13)$$

Pour construire la matrice X, il faut utiliser 5 standards dont les coefficients de réflexion sont connus, Γ_k , $k=1, 2, 3, 4$ et 5. On commence par construire les matrices G et $\underline{\Gamma}_5$, grâce seulement aux valeurs des coefficients de réflexion des cinq standards.

$$G = \begin{bmatrix} 1 & |\Gamma_1|^2 & \text{Re}(\Gamma_1) & \text{Im}(\Gamma_1) \\ 1 & |\Gamma_2|^2 & \text{Re}(\Gamma_2) & \text{Im}(\Gamma_2) \\ 1 & |\Gamma_3|^2 & \text{Re}(\Gamma_3) & \text{Im}(\Gamma_3) \\ 1 & |\Gamma_4|^2 & \text{Re}(\Gamma_4) & \text{Im}(\Gamma_4) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\underline{\Gamma}_5 = \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_5|^2 \\ \text{Re}(\Gamma_5) \\ \text{Im}(\Gamma_5) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$S = [G^{-1}]^T \underline{\Gamma}_5 = [a, b, c, d]^T \quad (5.16)$$

Il faut, ensuite, faire les simulations en connectant ces standards au port 2 et en notant les puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6. Cela nous permettra d'obtenir 20 valeurs de puissance différentes, soit p_{jk} avec $j=3, 4, 5$ et 6, le numéro du port sur lequel on lit la puissance, et $k=1, 2, 3, 4$ et 5, le numéro du standard qu'on utilise lors de la lecture.

$$\underline{P}_5 = [p_{35} \ p_{45} \ p_{55} \ p_{65}]^T \quad (5.17)$$

$$P = \begin{bmatrix} p_{31} * a & p_{32} * b & p_{33} * c & p_{34} * d \\ p_{41} * a & p_{42} * b & p_{43} * c & p_{44} * d \\ p_{51} * a & p_{52} * b & p_{53} * c & p_{54} * d \\ p_{61} * a & p_{62} * b & p_{63} * c & p_{64} * d \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$V_0 = P^{-1} * \underline{P}_5 \quad (5.19)$$

$$P_j = \begin{bmatrix} p_{j1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_{j2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{j3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{j4} \end{bmatrix} \quad j=3, 4, 5 \text{ et } 6, \text{ le numéro du port} \quad (5.20)$$

$$C_j = G^{-1} * P_j * V_0 = \begin{bmatrix} c_{j1} \\ c_{j2} \\ c_{j3} \\ c_{j4} \end{bmatrix} \quad j=3, 4, 5 \text{ et } 6 \quad (5.21)$$

$$C = \begin{bmatrix} c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} \\ c_{51} & c_{52} & c_{53} & c_{54} \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} & c_{64} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$C^{-1} = X \quad (5.23)$$

On vient de montrer comment avec cinq standards on peut trouver la matrice X. Après cela, on peut utiliser cette matrice, afin de mesurer n'importe quel coefficient de réflexion. En effet, la formule ci-dessous, où les x sont les composantes de la matrice X, peut être utilisée, après avoir mesuré les quatre puissances.

$$\text{Re}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} \quad \text{et} \quad \text{Im}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} \quad (5.24)$$

5.2 Résultats des simulations en utilisant la calibration à cinq standards

Après avoir appliqué cet algorithme, en utilisant la simulation de la figure 4.1 avec le six-port de la figure 3.1, on obtient les résultats suivants, pour les deux fréquences. Pour obtenir les résultats suivants, on a fait deux programmes Matlab. Un des deux programmes effectue la calibration, trouve la matrice C. Pour faire cela, il prend en entrées les valeurs des cinq standards et les quatre puissances associées à chaque standard. Il prend donc 25 entrées. Après, quand la matrice C est connue, on a un autre programme qui prend quatre puissances en entrées et effectue le calcul pour trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port en fonction de la matrice X. Ces programmes sont présentés en annexe, à la section A.3.

Pour la fréquence de 0.915 GHz, on a utilisé comme standards les coefficients de réflexion suivants :

$$\Gamma_1 = -0.31 + 0.17i \quad \Gamma_2 = -0.054 + 0.759i \quad \Gamma_3 = -0.76 + 0.32i \quad (5.25)$$

$$\Gamma_4 = 0.189 - 0.135i \quad \Gamma_5 = -0.0079 - 0.21i \quad (5.26)$$

On va maintenant donner un exemple numérique du calcul de la matrice C et de la mesure d'un coefficient de réflexion en utilisant cette dernière.

Puisque on connaît la valeur des cinq standards, on peut commencer par construire les matrices G, $\underline{\Gamma}_5$ et S.

$$G = \begin{bmatrix} 1 & |\Gamma_1|^2 & Re(\Gamma_1) & Im(\Gamma_1) \\ 1 & |\Gamma_2|^2 & Re(\Gamma_2) & Im(\Gamma_2) \\ 1 & |\Gamma_3|^2 & Re(\Gamma_3) & Im(\Gamma_3) \\ 1 & |\Gamma_4|^2 & Re(\Gamma_4) & Im(\Gamma_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.1267 & -0.3102 & 0.1747 \\ 1 & 0.5791 & -0.0538 & 0.7591 \\ 1 & 0.6806 & -0.7603 & 0.3202 \\ 1 & 0.0538 & 0.1888 & -0.1348 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$\underline{\Gamma}_5 = \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_5|^2 \\ Re(\Gamma_5) \\ Im(\Gamma_5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.0449 \\ -0.0079 \\ -0.2119 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$S = [G^{-1}]^T \underline{\Gamma}_5 = [a, b, c, d]^T = \begin{bmatrix} 0.2015 \\ -0.2385 \\ 0.1623 \\ 0.8747 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Après avoir calculé ces matrices, on peut utiliser les valeurs des puissances obtenues grâce aux simulations, afin de calculer les matrices P et \underline{P}_5 . La première colonne de la matrice P, par exemple, est constituée des puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6, quand le standard 1 est connecté au port 2 du six-port multiplié par a, le nombre de la première ligne de la matrice S.

$$P = \begin{bmatrix} p_{31} * a & p_{32} * b & p_{33} * c & p_{34} * d \\ p_{41} * a & p_{42} * b & p_{43} * c & p_{44} * d \\ p_{51} * a & p_{52} * b & p_{53} * c & p_{54} * d \\ p_{61} * a & p_{62} * b & p_{63} * c & p_{64} * d \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$P = 1 * 10^{-5} * \begin{bmatrix} 0.0096 & -0.0105 & 0.0074 & 0.0452 \\ 0.0576 & -0.0775 & 0.0678 & 0.1392 \\ 0.0426 & -0.0865 & 0.0247 & 0.2506 \\ 0.0474 & -0.0277 & 0.0407 & 0.2468 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

La matrice \underline{P}_5 est constituée des puissances détectées aux ports de mesure lorsque le standard 5 est connecté au port 2 du six-port.

$$\underline{p5} = \begin{bmatrix} p35 \\ p45 \\ p55 \\ p65 \end{bmatrix} = 1 \cdot 10^{-5} \cdot \begin{bmatrix} 0.0516 \\ 0.1864 \\ 0.2366 \\ 0.3034 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

On peut, ensuite, utiliser les deux relations précédentes et la relation suivante, afin de calculer la matrice colonne V0.

$$V0 = P^{-1} \cdot P5 = \begin{bmatrix} 0.9355 \\ 0.8770 \\ 0.9086 \\ 0.9982 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Après cela, on doit construire les matrices P_j qui nous permettront de calculer les vecteurs lignes constituant la matrice C. La matrice P4, par exemple, est constituée des puissances détectées au port 4 du six-port, quand les standards 1, 2, 3 et 4 sont connectés au port 2 du six-port. Ces puissances sont placées sur la diagonale.

$$P3 = \begin{bmatrix} p31 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p32 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p33 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p34 \end{bmatrix} = 1 \cdot 10^{-6} \begin{bmatrix} 0.48 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.44 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.45 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.52 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$P4 = \begin{bmatrix} p41 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p42 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p43 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p44 \end{bmatrix} = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.29 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.33 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.42 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.16 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$P5 = \begin{bmatrix} p51 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p52 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p53 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p54 \end{bmatrix} = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.21 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.36 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.15 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.29 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

$$P6 = \begin{bmatrix} p61 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p62 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p63 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p64 \end{bmatrix} = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.24 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.12 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.28 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

On peut maintenant calculer les matrices colonnes qui seront les matrices lignes de la matrice C en utilisant la relation suivante : $C_j = G^{-1} \cdot P_j \cdot V0$ pour $j=1, 2, 3$ et 4.

$$C_3 = G^{-1} \cdot P_3 \cdot V_0 = 1 \cdot 10^{-6} \begin{bmatrix} 0.4854 \\ 0.0204 \\ 0.0528 \\ -0.1441 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_4 = G^{-1} \cdot P_4 \cdot V_0 = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.1970 \\ 0.0486 \\ -0.1686 \\ 0.0669 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

$$C_5 = G^{-1} \cdot P_5 \cdot V_0 = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.2491 \\ 0.0575 \\ 0.2239 \\ 0.0627 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_6 = G^{-1} \cdot P_6 \cdot V_0 = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.2489 \\ 0.0629 \\ -0.0180 \\ -0.2431 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

$$C = 1 \cdot 10^{-5} \begin{bmatrix} 0.0485 & 0.0020 & 0.0053 & -0.0144 \\ 0.1970 & 0.0486 & -0.1686 & 0.0669 \\ 0.2491 & 0.0575 & 0.2239 & 0.0627 \\ 0.2489 & 0.0629 & -0.0180 & -0.2431 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

C'est la matrice X, l'inverse de C, qui va nous permettre de mesurer le coefficient de réflexion d'un D.U.T.

$$C^{-1} = X = 1 \cdot 10^{-7} \begin{bmatrix} 0.246943 & 0.0075926 & -0.0011446 & -0.012843 \\ -1.019965 & 0.049093 & 0.068387 & 0.0915908 \\ -0.0096963 & -0.02736 & 0.024235 & -0.0007034 \\ -0.0102171 & 0.02250366 & 0.0147235 & -0.030551 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

Maintenant, on va donner un exemple numérique du calcul d'un coefficient de réflexion, grâce aux puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 et à la matrice X.

Si on branche un D.U.T. avec un coefficient de réflexion de $-0.14107 - 0.2015114i$ au port 2 du six-port, on obtient, dans les simulations, les puissances suivantes aux ports 3, 4, 5 et 6 :

$$P_3 = 5.117 \cdot 10^{-7} \text{W} \quad \text{et} \quad P_4 = 2.117 \cdot 10^{-6} \text{W} \quad \text{et} \quad P_5 = 2.098 \cdot 10^{-6} \text{W} \quad \text{et} \quad P_6 = 3.063 \cdot 10^{-6} \text{W} \quad (5.42)$$

$$\text{Re}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} \cdot P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} \cdot P_{j+2}} \quad (5.43)$$

$$= \frac{10 \cdot (-0.009696 \cdot 5.117 \cdot 10^{-1} - 0.02736 \cdot 2.117 + 0.024235 \cdot 2.098 - 0.0007034 \cdot 3.063)}{10 \cdot (0.246943 \cdot 5.117 \cdot 10^{-1} + 0.0075926 \cdot 2.117 - 0.0011446 \cdot 2.098 - 0.012843 \cdot 3.063)} = -0.1409 \quad (5.44)$$

$$\text{Im}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} P_{j+2}} \quad (5.45)$$

$$= \frac{10 * (-0.0102171 * 5.117 * 10^{-1} + 0.022504 * 2.117 + 0.014724 * 2.098 - 0.03055 * 3.063)}{10 * (0.246943 * 5.117 * 10^{-1} + 0.0075926 * 2.117 - 0.0011446 * 2.098 - 0.012843 * 3.063)} = -0.2014i \quad (5.46)$$

Tableau 5.1 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour

0.915 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce à un Term	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
-0.1941-0.082264i	-0.1942 - 0.0820i
0.69226+0.461522i	0.7030 + 0.4596i
0.230478+0.1536517i	0.2298 + 0.1532i
0.29394617+0.8231i	0.2972 + 0.8268i
0.04278+0.301985i	0.0403 + 0.3021i
-0.34047+0.58978i	-0.3406 + 0.5892i
-0.31016+0.17474i	-0.3102 + 0.1747i
-0.05377+0.7591i	-0.0538 + 0.7591i
-0.760347+0.3201516i	-0.7603 + 0.3201i
0.1887854-0.134848i	0.1888 - 0.1348i
-0.007946-0.21185i	-0.0079 - 0.2118i
-0.14107-0.2015114i	-0.1409 - 0.2014i
0.6922664-0.46151i	0.7132 - 0.4736i
0.054068189-0.67584i	0.0615 - 0.6877i
-0.2434723-0.7252215i	-0.2391 - 0.7404i
0.380647897-0.708183i	0.3805 - 0.7345i

Pour la fréquence de 2.45 GHz, on a utilisé comme standards les coefficients de réflexion suivants :

$$\Gamma_1 = -0.183 - 0.954i \quad \Gamma_2 = 0.692 + 0.46i \quad \Gamma_3 = 0.189 + 0.135i \quad (5.47)$$

$$\Gamma_4 = 0.294 + 0.823i \quad \Gamma_5 = 0.0424 + 0.302i \quad (5.48)$$

La matrice X obtenue, grâce à ces standards, est la suivante :

$$X = 10^7 \begin{bmatrix} 0.724466 & -0.022836 & -0.03895 & 0.010748 \\ -2.20705 & 0.152733 & 0.25474 & 0.03561 \\ -0.1717 & -0.010938 & 0.081733 & -0.034616 \\ 0.012422 & -0.056342 & 0.0026677 & 0.0560356 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

Si on branche un D.U.T. avec un coefficient de réflexion de $-0.14107-0.2015114i$ au port 2 du six-port, on obtient, dans les simulations, les puissances suivantes aux ports 3, 4, 5 et 6 :

$$P_3=2.112*10^{-7}W \quad P_4= 1.365*10^{-6}W \quad P_5= 8.796*10^{-7}W \quad P_6= 9.936*10^{-7}W \quad (5.50)$$

$$\text{Re}(\Gamma)=\frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} = -0.1394 \quad (5.51)$$

$$\text{Im}(\Gamma)=\frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} * P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} * P_{j+2}} = -0.1655 \quad (5.52)$$

Tableau 5.2 Résultats des simulations avec le coefficient de réflexion obtenu, grâce à un Term, dans les simulations à gauche et celui, grâce au six-port, à droite, pour 2.45 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce à un Term	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
-0.183734-0.9544767i	-0.1837 - 0.9545i
0.6922664+0.46151i	0.6923 + 0.4615i
0.230478+0.15365168i	0.2296 + 0.1513i
0.29396+0.82308153i	0.2940 + 0.8231i
0.0424478+0.30203176i	0.0424 + 0.3020i
-0.3405+0.58976i	-0.3347 + 0.6359i
-0.310152+0.174762i	-0.3095 + 0.2150i
-0.053084676+0.759146i	-0.0483 + 0.7729i
-0.760347252+0.3201516i	-0.7891 + 0.4524i
0.1887854+0.13485i	0.1888 + 0.1349i
-0.007945948-0.211851i	-0.0018 - 0.1855i
-0.1411-0.2015i	-0.1394 - 0.1655i
0.6922664-0.46151i	0.7654 - 0.4387i
0.0540682-0.6784i	0.0800 - 0.6513i
-0.24347-0.7252215i	-0.2525 - 0.6884i
0.28776162-0.71421i	0.3429 - 0.6998i

CHAPITRE 6 SIMULATION DE DEUX SIX-PORTS UTILISÉS POUR CONSTRUIRE UN ANALYSEUR DE RÉSEAU

6.1 Méthodologie et algorithme

On va, maintenant, utiliser deux six-ports, pour faire la même chose qu'un analyseur de réseau, pour deux fréquences, dans des simulations. Pour faire cela, on exécute la simulation de la figure 6.1, ci-dessous. Sur la figure ci-dessous, on voit que les deux six-ports ont leur port 2 connecté au D.U.T.. Maintenant, le D.U.T. est un circuit à deux ports, dont on veut mesurer la matrice de paramètres S 2x2. Sur la figure ci-dessous, le D.U.T. est un filtre passe-bas classique.

On peut voir un diviseur de puissance entre la source et les deux six-ports. Ce diviseur de puissance a pour effet de diviser la puissance fournie par la source en deux parties égales. En plus de cela, ce diviseur permet de garantir une certaine adaptation entre la source et les six-ports.

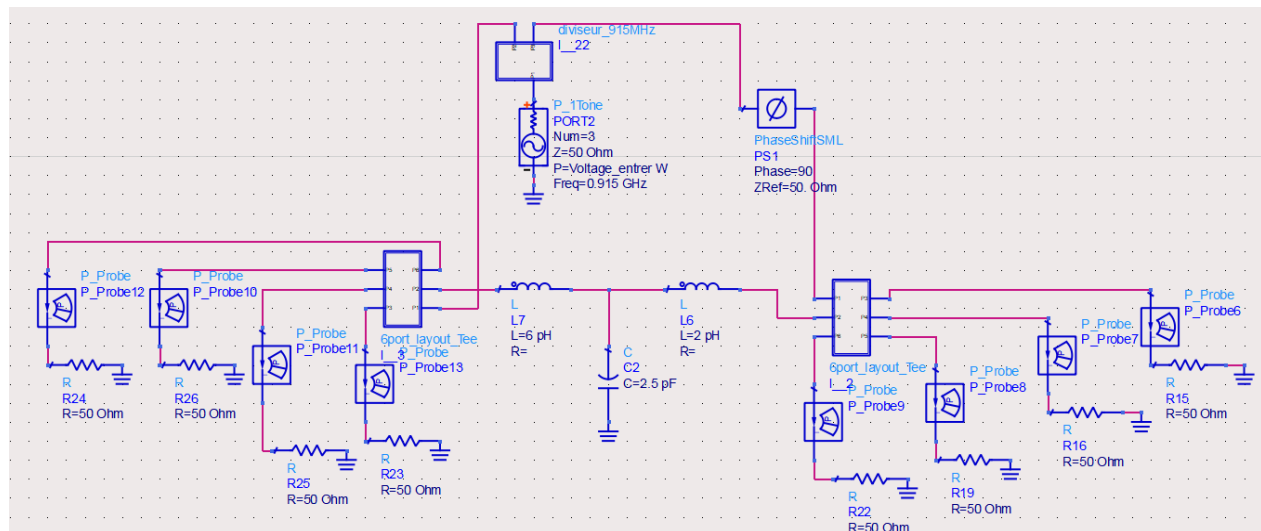


Figure 6.1 Schéma de la simulation de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports

Le montage ci-dessus, nous permet de mesurer deux coefficients de réflexion différents, pour une même excitation, Γ_1 et Γ_2 . Pour trouver le coefficient Γ_1 , par exemple, on utilise l'algorithme de la section 5, avec les quatre puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port de gauche. Pour faire cela, on peut réutiliser les matrices X des relations (5.43), pour 0.915 GHz, et (5.50), pour 2.45 GHz, puisque on utilise tout le temps le six-port de la figure 3.2. Pour trouver Γ_2 , on utilise les quatre puissances détectées, grâce au six-port de droite de la figure 6.1. On doit refaire cela pour deux autres valeurs de déphasage du déphaseur.

Pour trouver les quatre paramètres S , S_{11} , S_{22} , S_{21} et S_{12} , de nos circuits à deux ports, on doit définir la variable $\Delta = S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}$. Ensuite, On doit utiliser la relation ci-dessous et faire la simulation ci-haut pour trois valeurs de déphasage du déphaseur, afin d'avoir un système de trois équations et trois inconnus, S_{11} , S_{22} et Δ .

$$\Gamma_2 * S_{11} + \Gamma_1 * S_{22} - \Delta = \Gamma_2 * \Gamma_1 \quad (6.1)$$

Pour trouver S_{12} et S_{21} , on va supposer qu'on a un D.U.T. réciproque, $S_{12} = S_{21}$ donc passif.

Ensuite, on trouve la norme de S_{12} , grâce à la relation ci-dessous.

$$|S_{12}| = |S_{21}| = \sqrt{|S_{11} * S_{22} - \Delta|} \quad (6.2)$$

Ensuite, on utilise les relations ci-dessous, afin de trouver le déphasage de S_{12} et S_{21} , ϕ_{12} .

$$\phi_1 = \arg(\Gamma_1 - S_{11}) \quad \text{et} \quad \phi_2 = \arg(\Gamma_2 - S_{22}) \quad (6.3)$$

$$\phi_{12} = (\phi_1 + \phi_2) / 2 + n\pi \quad (6.4)$$

6.2 Résultats pour 0.915 GHz

Pour calculer les six coefficients de réflexion dont on a besoin pour trouver les paramètres S du circuit à deux ports, on va utiliser la calibration à cinq standards de la section 5 et les matrices X de la section 5.2. En effet, afin de trouver les quatre paramètres S du circuit à deux ports, il faut d'abord trouver les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 pour trois excitations différentes. Pour faire cela, on va utiliser la calibration à cinq standards de la section 5. Ensuite, on utilise l'algorithme de la sous-section précédente. La figure ci-dessous présente le premier D.U.T. utilisé, un filtre

passé bas, sa matrice de paramètres S, à 0.915 GHz, et la matrice de paramètres S mesurée. Dans les équations qui suivent, on appelle Matrice S du D.U.T. la matrice obtenue grâce aux Term, comme dans la figure 6.2. Aussi, on appellera Matrices S mesurée du D.U.T. la matrice obtenue, grâce à la simulation de la figure 6.1 et l'algorithme de la sous-section précédente, 8.1.

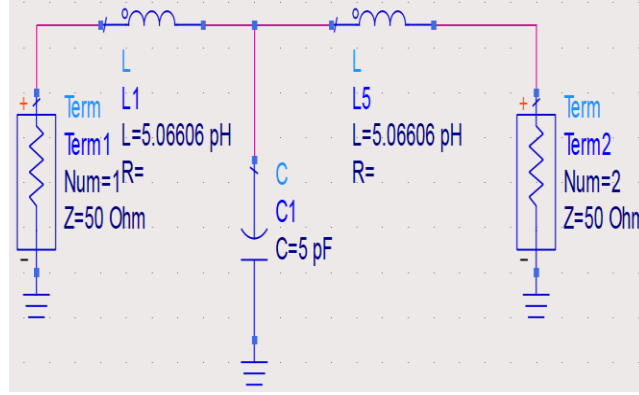


Figure 6.2 Image du premier filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz

$$\text{Matrice S du D.U.T.} = \begin{bmatrix} 0.583 \angle -125.7^\circ & 0.812 \angle -35.7^\circ \\ 0.812 \angle -35.7^\circ & 0.583 \angle -125.7^\circ \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\text{Matrice S mesurée du D.U.T.} = \begin{bmatrix} 0.61 \angle -125.25^\circ & 0.8457 \angle -34.8^\circ \\ 0.8457 \angle -34.8^\circ & 0.61 \angle -125.25^\circ \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

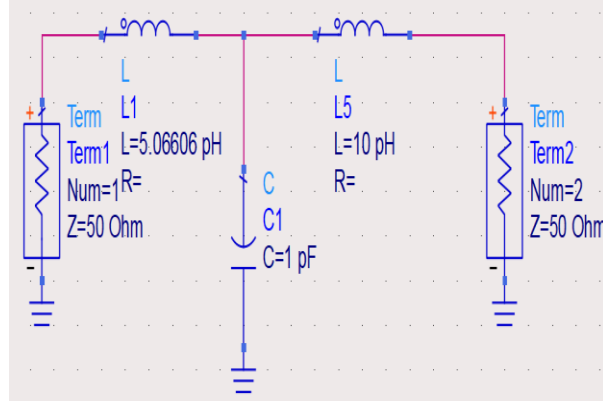


Figure 6.3 Image du deuxième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz

$$\text{Matrice } S \text{ du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.141 \angle -98.2^\circ & 0.99 \angle -8.23^\circ \\ 0.99 \angle -8.23^\circ & 0.141 \angle -98.2^\circ \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$\text{Matrice } S \text{ mesurée du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.158 \angle -96^\circ & 1.0191 \angle -7.65^\circ \\ 1.0191 \angle -7.65^\circ & 0.158 \angle -96^\circ \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

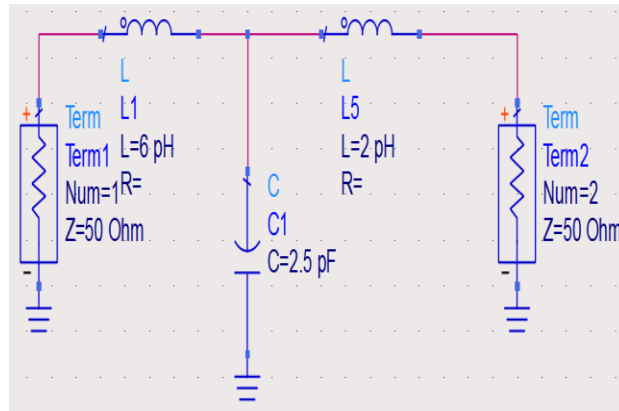
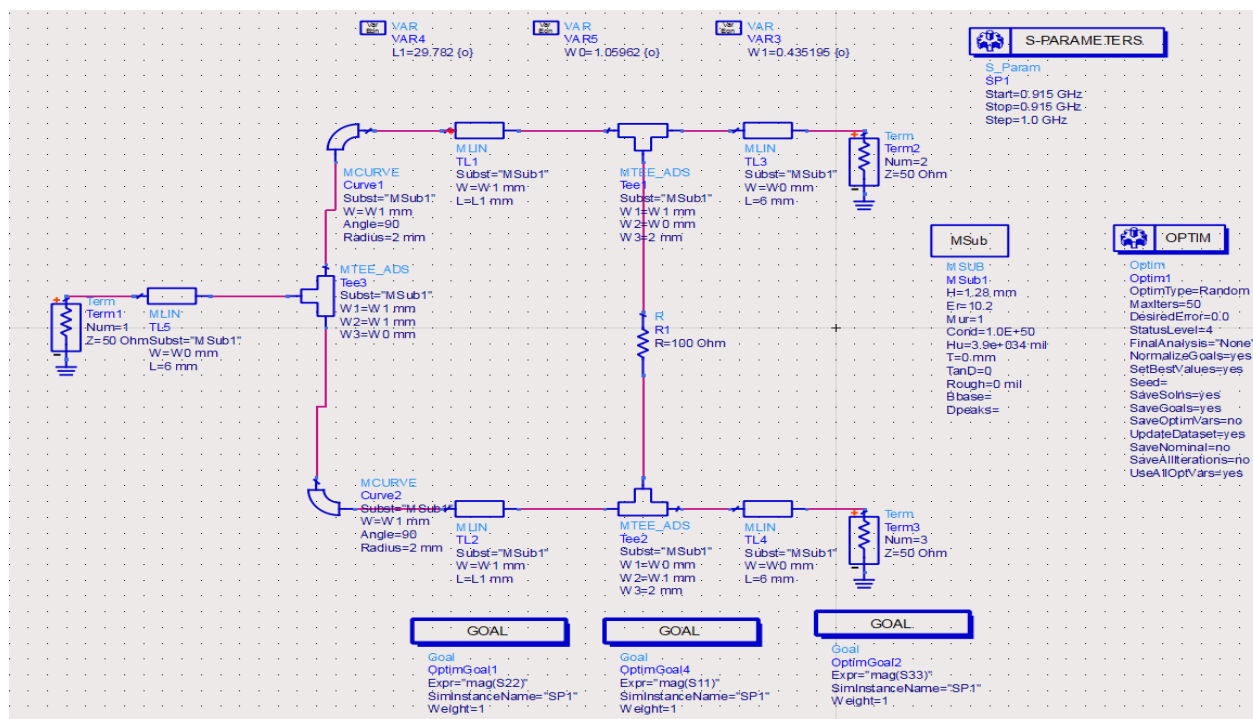


Figure 6.4 Image du troisième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 0.915 GHz

$$\text{Matrice } S \text{ du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.338 \angle -109.8^\circ & 0.941 \angle -19.8^\circ \\ 0.941 \angle -19.8^\circ & 0.338 \angle -109.8^\circ \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$\text{Matrice } S \text{ mesurée du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.34 \angle -110.5^\circ & 0.9717 \angle -19^\circ \\ 0.9717 \angle -19^\circ & 0.34 \angle -110.5^\circ \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

La figure 6.5 montre le schéma et le masque du diviseur de puissance Wilkinson fonctionnant à la fréquence de 0.915 GHz utilisé, afin d'obtenir les résultats précédents.



(a)



(b)

Figure 6.5 Schéma d'un diviseur de puissance fonctionnant à 0.915 GHz en (a) et son masque en (b)

Dans notre cas, le diviseur de puissance sert à éviter les réflexions entre la source de tension RF et les deux six-ports. Il faut donc que ses paramètres S, S_{11} , S_{22} et S_{33} soient égales à 0. Sa matrice de paramètres S est la suivante :

$$\begin{bmatrix} 0.07 \angle -81.3^\circ & 0.7 \angle -126^\circ & 0.7 \angle -126^\circ \\ 0.7 \angle -126^\circ & 0.03 \angle 13^\circ & 0.036 \angle 4.7^\circ \\ 0.7 \angle -126^\circ & 0.036 \angle 4.7^\circ & 0.03 \angle 13^\circ \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

6.3 Résultats pour 2.45GHz

Dans cette sous-section du travail, on va simplement refaire la même chose qu'à la section précédente, mais pour 2.45 GHz. En effet, on utilise encore les mêmes appellations pour les matrices de paramètres S, mais cette fois elles sont pour 2.45 GHz.

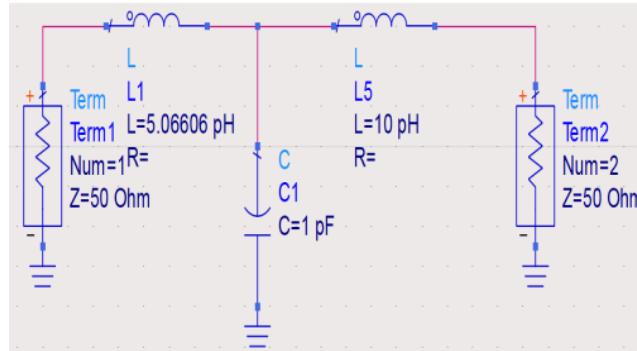


Figure 6.6 Image du premier filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz

$$\text{Matrice S du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.357 \angle -111^\circ & 0.934 \angle -21.2^\circ \\ 0.934 \angle -21.2^\circ & 0.357 \angle -111^\circ \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$\text{Matrice S mesurée du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.294 \angle -94.5^\circ & 0.956 \angle -22^\circ \\ 0.956 \angle -22^\circ & 0.294 \angle -94.5^\circ \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

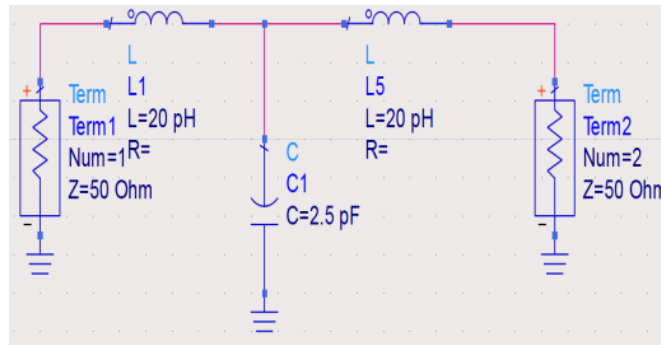


Figure 6.8 Image du deuxième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz

$$\text{Matrice S du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.691 \angle -134.4^\circ & 0.723 \angle -44.42^\circ \\ 0.723 \angle -44.42^\circ & 0.691 \angle -134.4^\circ \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$\text{Matrice S mesurée du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.57 \angle -137^\circ & 0.8 \angle -51.9^\circ \\ 0.8 \angle -51.9^\circ & 0.57 \angle -137^\circ \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

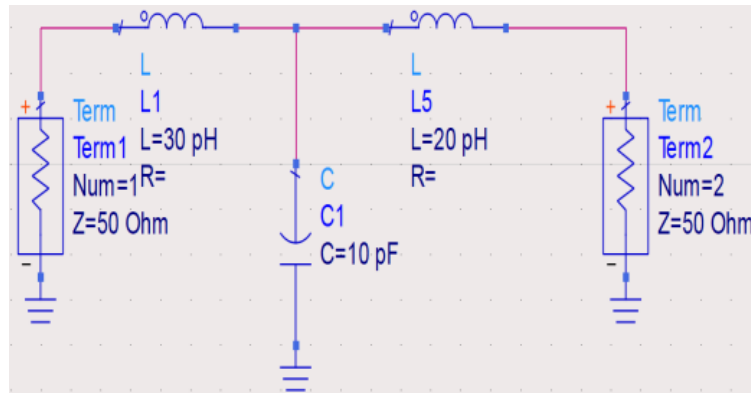
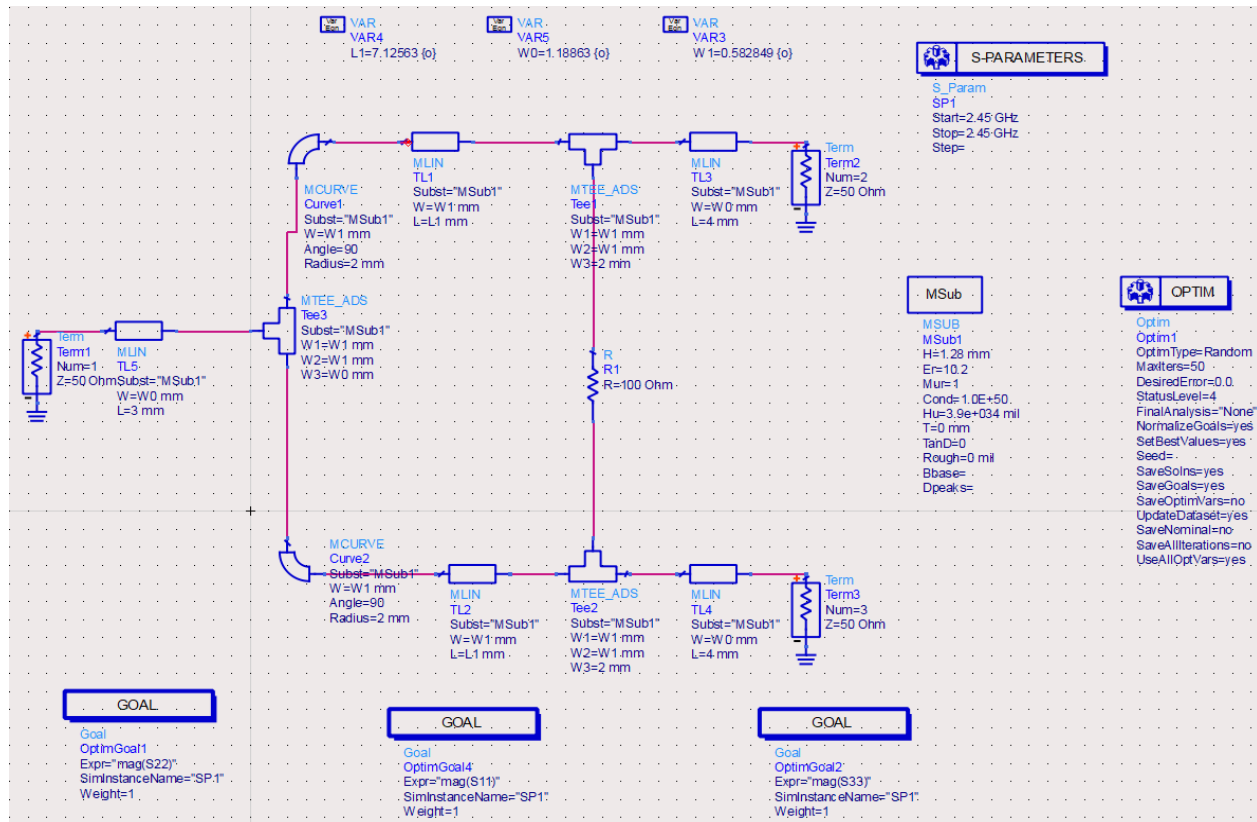


Figure 6.7 Image du troisième filtre passe bas utilisé comme D.U.T. à 2.45 GHz

$$\text{Matrice S du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.968 \angle -166.5^\circ & 0.252 \angle -76.3^\circ \\ 0.252 \angle -76.3^\circ & 0.968 \angle -166.5^\circ \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$\text{Matrice S mesurée du D.U.T.} \begin{bmatrix} 0.99 \angle -179^\circ & 0.328 \angle -92^\circ \\ 0.328 \angle -92^\circ & 0.99 \angle -179^\circ \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

La figure 6.9 présente le schéma et le masque du diviseur de puissance Wilkinson fonctionnant à 2.45 GHz.



(a)



(b)

Figure 6.9 Schéma d'un diviseur de puissance fonctionnant à 2.45 GHz en (a) et son masque en (b)

La matrice de paramètres S du diviseur de la figure 8.10 est la suivante :

$$\begin{bmatrix} 0.07 \angle -144^\circ & 0.7 \angle -132^\circ & 0.7 \angle -132^\circ \\ 0.7 \angle -132^\circ & 0.07 \angle 40^\circ & 0.024 \angle 141^\circ \\ 0.7 \angle -132^\circ & 0.024 \angle 141^\circ & 0.07 \angle 40^\circ \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

CHAPITRE 7 RÉSULTATS PRATIQUES CONCERNANT LE RÉFLECTOMÈTRE

7.1 Présentation de la méthodologie pour la partie pratique finale

Dans cette section du travail, on va essayer de reproduire les résultats de la section 5 en pratique. En effet, on va construire des charges, afin de calibrer et tester la calibration de nos deux six-ports. En plus de quatre circuits à deux ports, on va construire douze charges pour 0.915 GHz et douze charges pour 2.45 GHz. La figure 7.1 montre que les coefficients de réflexions en entrée des charges sont éparpillés sur l'abaque de Smith.

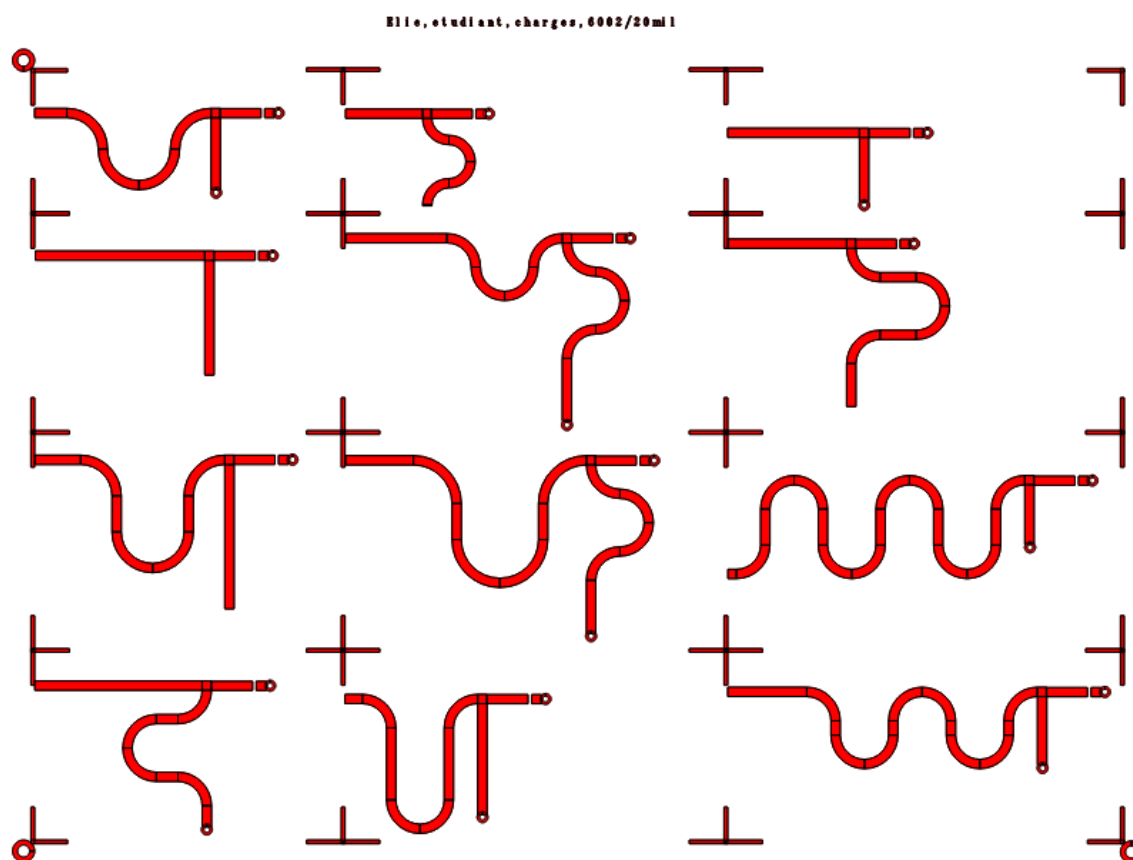


Figure 7.1 Masque des charges qui serviront à calibrer les six-ports à 0.915 GHz

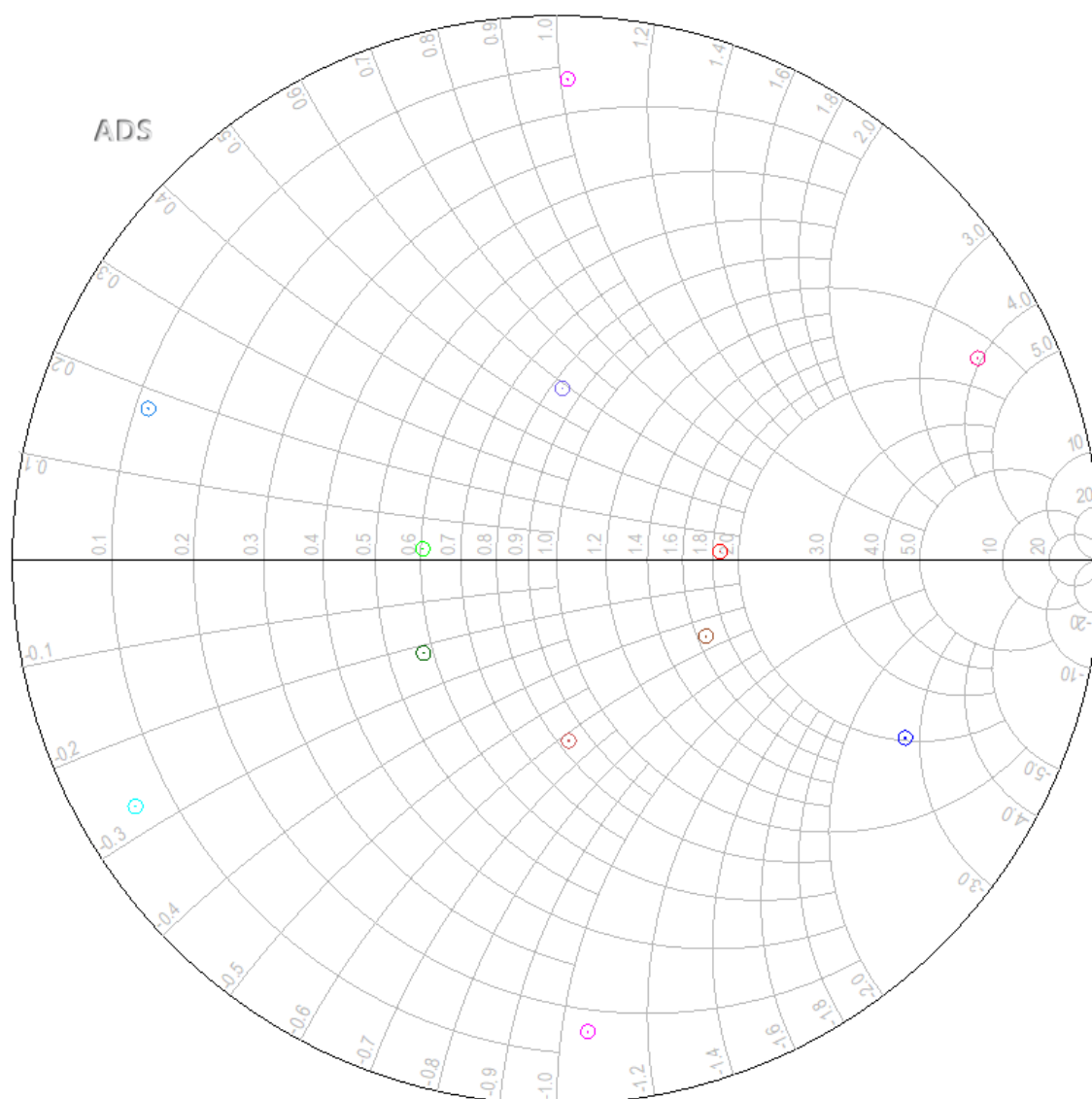


Figure 7.2 Coefficients de réflexion en entrée des charges de la figure 7.1 sur l'abaque de Smith, à la fréquence de 0.915 GHz.

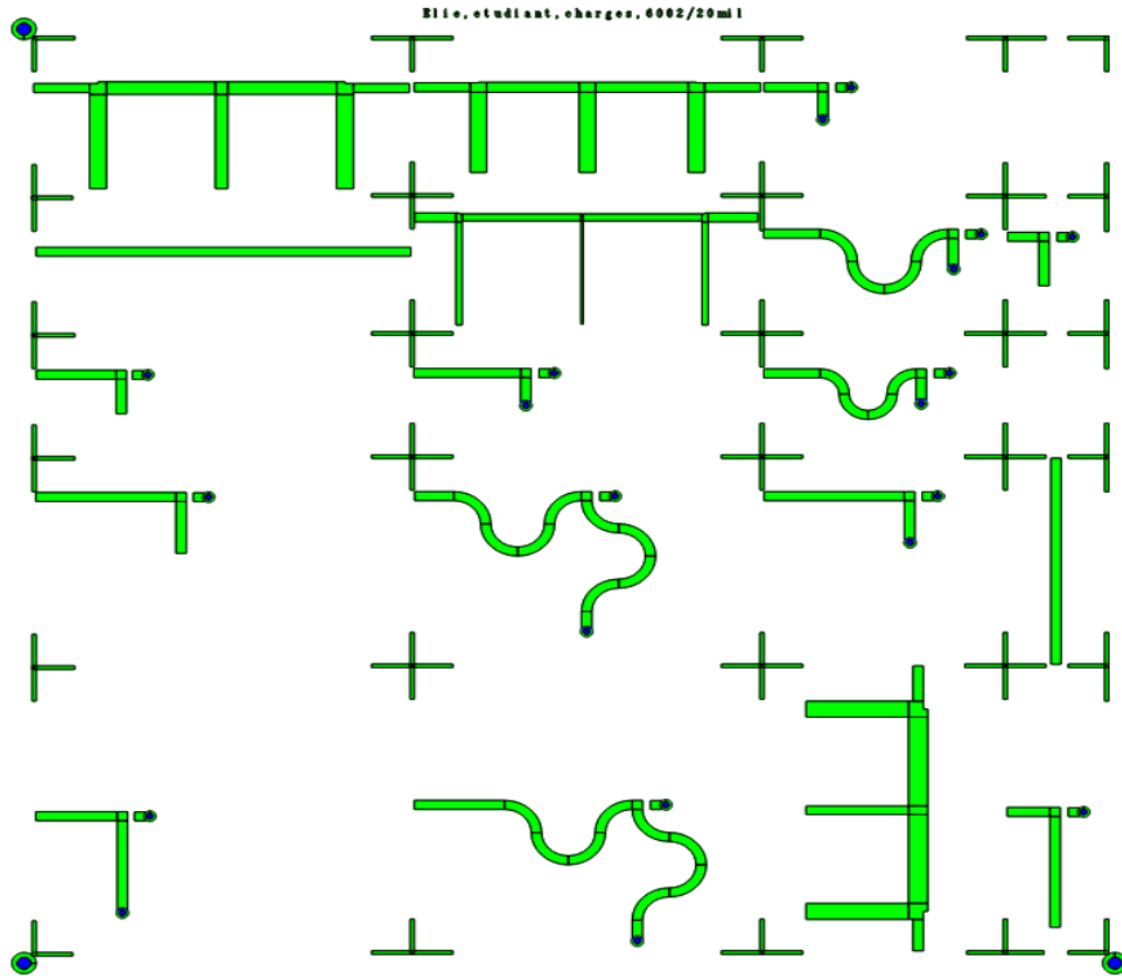


Figure 7.3 Image du masque permettant d'obtenir les charges, les deux ports et les déphaseurs dont on a besoin pour construire et tester l'analyseur de réseau à base de deux six-ports

Sur la figure 7.2, on voit les deux déphaseurs qui sont simplement deux lignes d'impédance caractéristique de 50Ω de longueur quelconque. En effet, comme expliqué dans la section 6, on a besoin de trois déphasages différents entre les alimentations des deux six-ports, afin de mesurer les paramètres S d'un circuit à deux ports avec deux réflectomètres. On peut aussi voir les douze charges qui nous serviront à calibrer les deux six-ports à 2.45 GHz et à tester cette calibration. Les douze charges qu'on va utiliser pour 0.915 GHz ont été présentées à la figure 7.1. Sur la figure 7.2, on peut aussi voir quatre circuits à deux ports qui nous serviront à tester notre analyseur de réseau à base de deux six-ports aux deux fréquences.

Avant de construire l'analyseur de réseau à base de deux six-ports, on va, encore une fois, calibrer les six-ports, grâce à la calibration linéaire à cinq standards. Puisque on est dans le cas pratique, maintenant, il faut calibrer les deux six-ports qu'on utilise indépendamment. Après avoir calibrer les deux six-ports, on va utiliser les déphaseurs et les circuits à deux ports de la figure 7.2, afin de construire l'analyseur de réseau à base de deux six-ports. On va analyser les résultats en utilisant les équations 6.1 à 6.4 de la section 6, encore une fois.

Afin d'obtenir des résultats présentables, il nous faut légèrement modifier les deux fréquences, afin d'adapter les coefficients de réflexion S_{22} et S_{11} des six-ports. En effet, les ports 1 et 2 du six-port ne sont pas connectés à des charges parfaitement adaptées, dans le système étudié. Cela cause un effet de réflexions multiples à ces deux ports qui n'est pas pris en compte par la méthode de calibration présentée à la section 5.1 du travail. Pour faire cela, on procède comme illustré à la figure 7.3 et 7.5. On branche une charge de 50Ω aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port et on mesure les coefficients de réflexion aux ports 1 et 2 avec l'analyseur de réseau commercial. Ensuite, on ajuste la fréquence, afin de trouver celle qui améliore l'adaptation de S_{22} et S_{11} .

Après avoir effectué les mesures des figures 7.3 et 7.5, on remarque que les fréquences de 0.890 et 2.48 GHz adaptent mieux les paramètres S_{11} et S_{22} des six-ports que les fréquences de 0.915 et 2.45 GHz. On fera donc les mesures à ces fréquences.

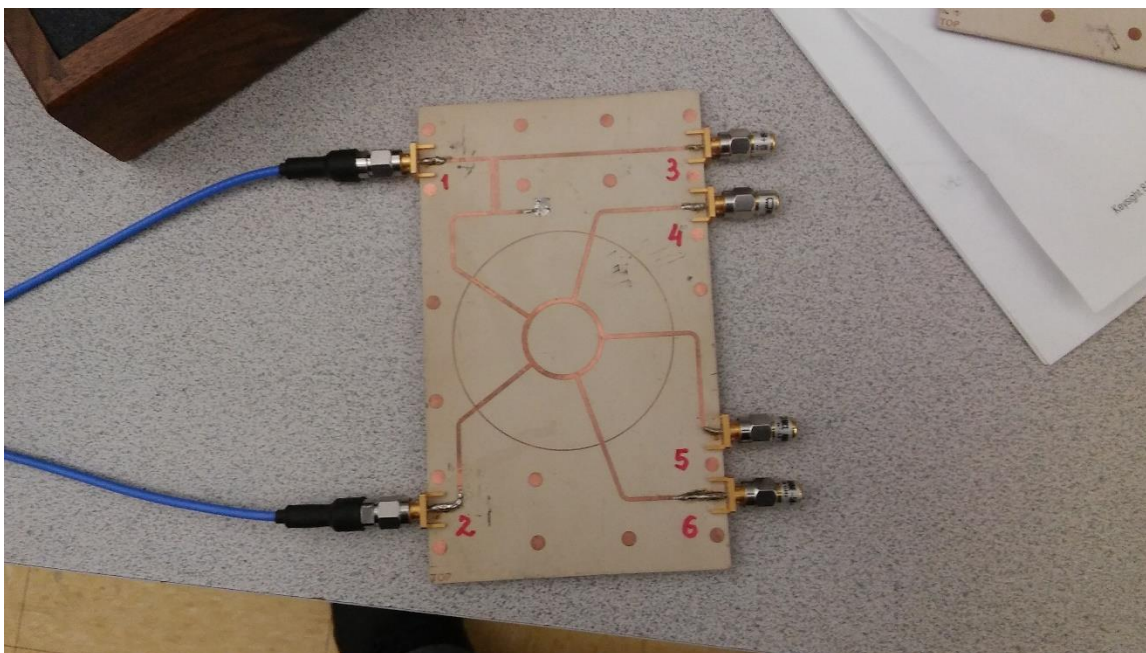


Figure 7.4 Mesure des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} du six-port rouge

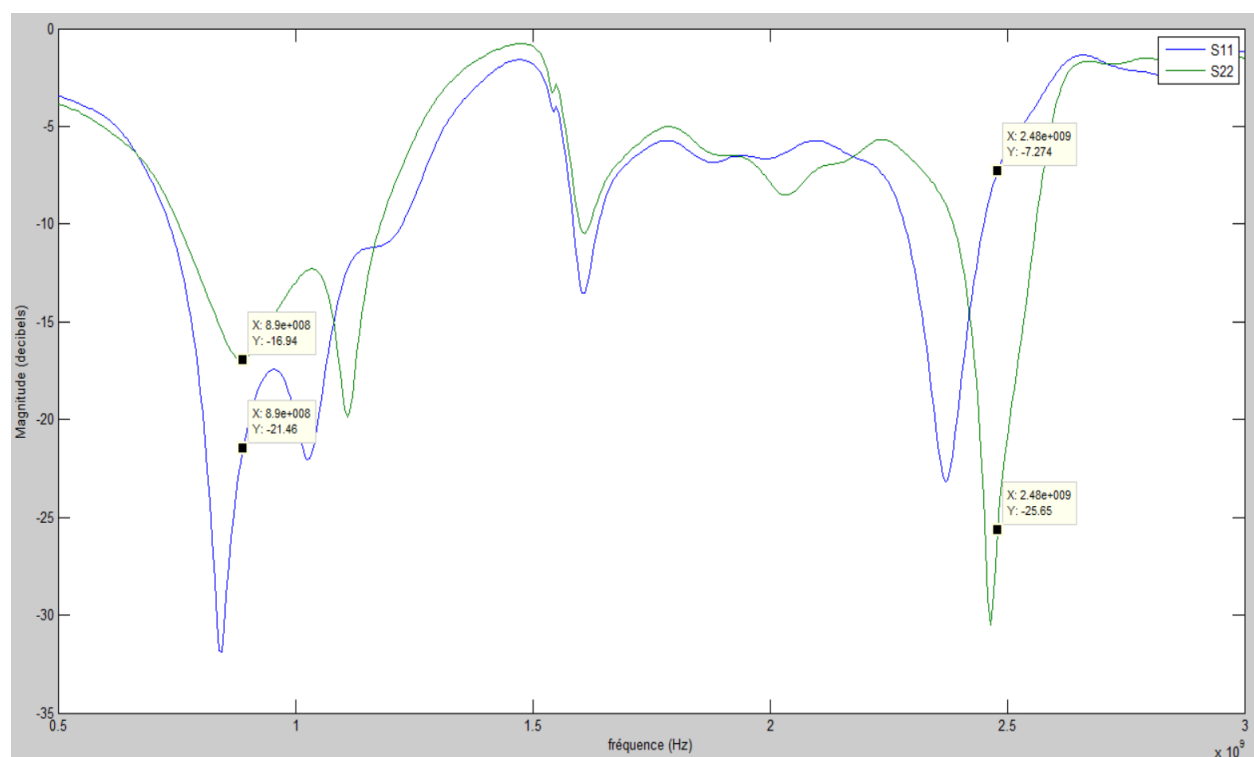


Figure 7.5 Graphique des paramètres S S_{11} et S_{22} en dB en fonction de la fréquence pour le six-port rouge

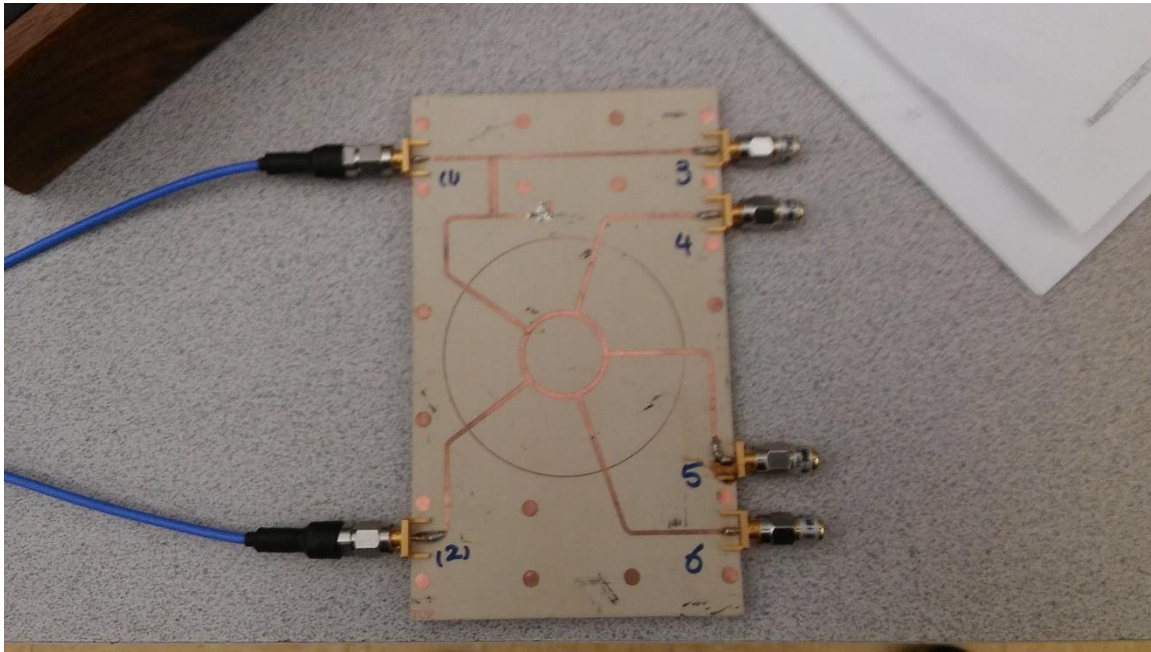


Figure 7.6 Mesure des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} du six-port bleu

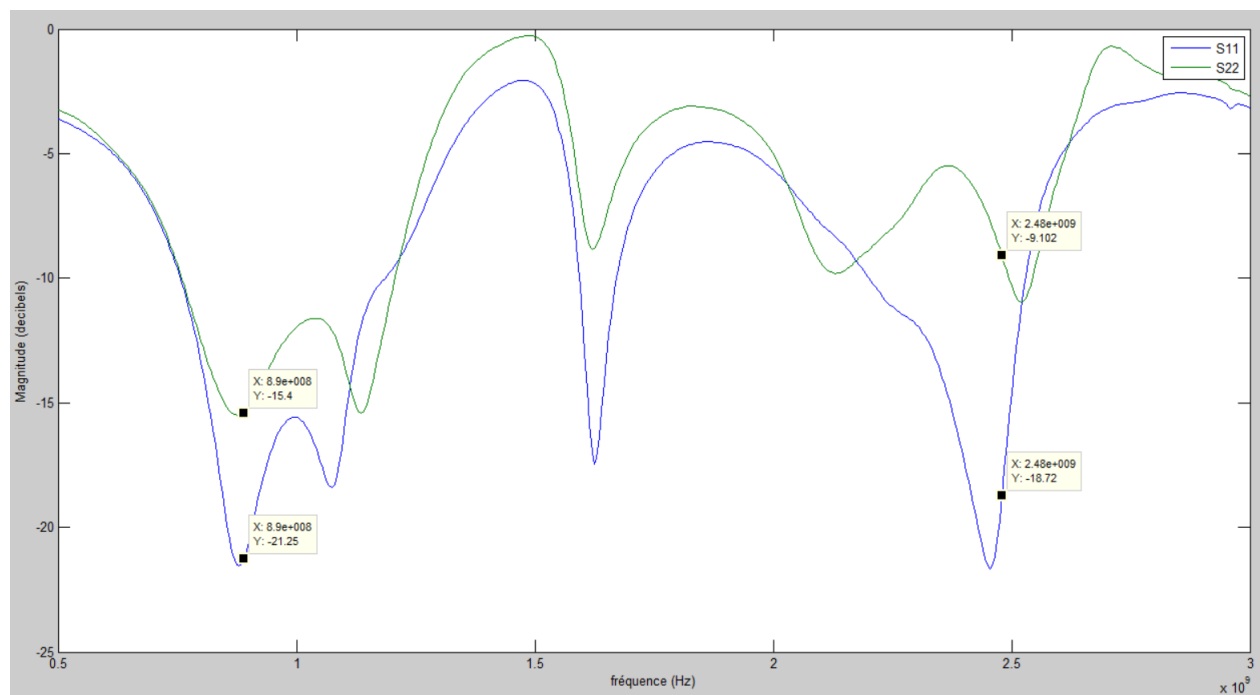


Figure 7.7 Graphique des paramètres S S_{11} et S_{22} en dB en fonction de la fréquence pour le six-port bleu

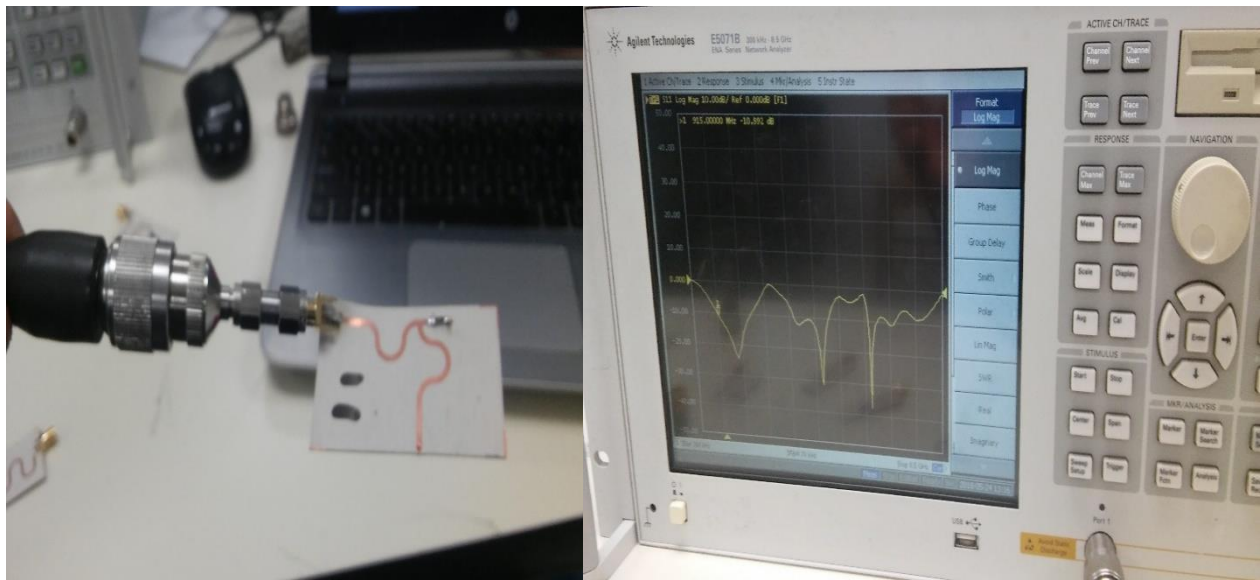
Malheureusement, on remarque que le S_{22} du six-port bleu est encore à -9.1 dB et le S_{11} du six-port rouge à -7.27 dB, même après le changement de fréquence. Pour une telle application, ces coefficients de réflexion sont trop élevés. En effet, le fait d'avoir un coefficient de réflexion S_{22} avec une norme élevée aura pour effet d'altérer l'onde réfléchie à la charge dont on veut mesurer l'amplitude et la phase par rapport à l'onde sortante du port 2. Aussi, une norme élevée de S_{11} aura pour effet d'altérer le signal de référence entrant par le port 1.

7.2 Obtention des matrices X des deux six-ports à 0.890 GHz

Il nous faut, maintenant, obtenir la matrice X à 0.890 GHz, pour les deux six-ports. On appelle le six-port avec les numéros des ports écrits sur lui en bleu le six-port bleu et le six-port avec les numéros en rouge le six-port rouge. Puisque on est dans le cas pratique, les deux six-ports ne sont pas exactement les mêmes, alors il faut qu'on trouve la matrice X de chacun des six-ports. Pour faire cela, on va réutiliser la calibration à cinq standards présentés à la sous-section 5.1 et les charges de la figure 7.1, afin de trouver les matrices X. Ensuite, on pourra utiliser ces matrices X, afin de mesurer le coefficient de réflexion au port 2 du six-port, grâce aux puissances mesurées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port. L'équation 7.1 montre comment le coefficient de réflexion Γ au port 2 est relié à la matrice X et aux puissances mesurées.

$$\text{Re}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} P_{j+2}} \quad \text{et} \quad \text{Im}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} P_{j+2}} \quad (7.1)$$

Sur les figures ci-dessous, on voit comment on a mesuré le coefficient de réflexion des charges avec l'analyseur de réseau commercial. La charge de la figure 7.7 est une charge qui sera utilisée pour vérifier la calibration à 0.890 GHz.



(a)

(b)

Figure 7.8 Mesure d'une charge avec l'analyseur de réseau commercial avec la charge en (a) et l'écran de l'analyseur en (b)

La figure 7.8 montre le système étudié. On peut voir un six-port avec les quatre détecteurs de puissance aux ports 3, 4, 5 et 6. Ces détecteurs sont parfaitement adaptés à leur entrée. Cependant, l'atténuation de chaque détecteur est différente, alors il faut toujours brancher les détecteurs aux mêmes ports de mesure. Sinon, la calibration n'est plus bonne. On peut donc voir qu'on a identifié chaque détecteur avec le port sur lequel il doit être connecté.

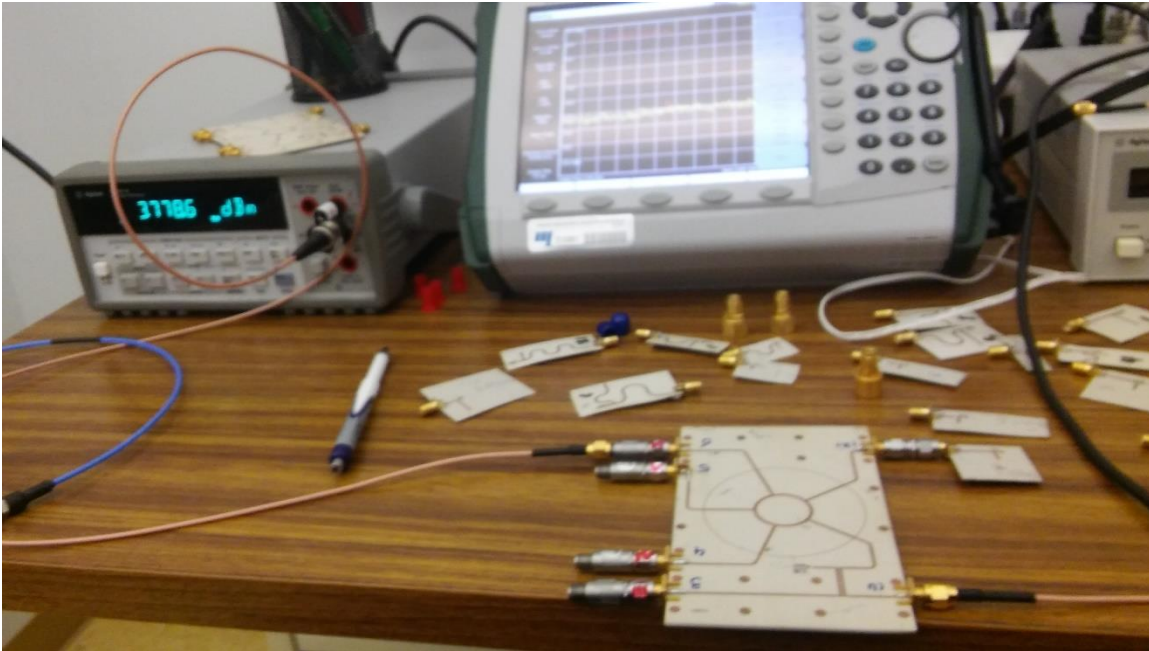


Figure 7.9 Image du six-port lors de la mesure d'une puissance à l'un des ports de mesure

Pour faire la calibration des deux six-ports, à 0.890 GHz, on utilise les mêmes charges pour les deux six-ports. Les cinq standards qu'on utilise, afin de trouver la matrice X qui nous servira à obtenir les coefficients de réflexion des charges, grâce au six-port, ont les valeurs suivantes :

$$\Gamma_1 = 0.9296 - 0.3600i \quad \Gamma_2 = 0 \quad \Gamma_3 = -0.9220 + 0.3628i \quad (7.2)$$

$$\Gamma_4 = -0.0526 + 0.7239i \quad \Gamma_5 = -0.3129 - 0.8740i \quad (7.3)$$

Ces charges donneront donc des résultats exacts, dans les deux tableaux suivants. Les autres charges nous serviront à vérifier si la calibration a fonctionné. Les deux tableaux suivants montrent la comparaison des coefficients de réflexion des charges mesurées avec un analyseur de réseau commercial et avec le six-port. On peut observer une forte corrélation.

Tableau 7.1 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port bleu à droite, à 0.890 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , mesuré avec l'analyseur de réseau commercial	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
0.9296-0.35996i	0.9296 - 0.3600i
0	0
-0.9220+0.36282i	-0.9220 + 0.3628i
-0.5491+0.7164i	-0.5568 + 0.7436i
-0.05264+0.7239i	-0.0526 + 0.7239i
0.7925+0.3042i	0.7900 + 0.3546i
-0.2315+0.1318i	-0.1734 + 0.0947i
0.2023+0.16368i	0.1683 + 0.1391i
0.6671-0.49756i	0.6268 - 0.4451i
-0.3129-0.874i	-0.3129 - 0.8740i
0.04708-0.7214i	0.0173 - 0.6376i
-0.71386+0.444i	-0.7180 + 0.4364i
-0.057-0.1072i	-0.1224 - 0.1273i
-0.6774-0.5018i	-0.6806 - 0.5186i

Tableau 7.2 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port rouge, à 0.890 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , mesuré avec l'analyseur de réseau commercial	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
0.9296-0.35996i	0.9296 - 0.3600i
0	0
-0.9220+0.36282i	-0.9220 + 0.3628i
-0.5491+0.7164i	-0.5586 + 0.7764i
-0.05264+0.7239i	-0.0526 + 0.7239i
0.7925+0.3042i	0.8132 + 0.3700i
-0.2315+0.1318i	-0.1672 + 0.1018i
0.2023+0.16368i	0.1651 + 0.1418i
0.6671-0.49756i	0.5970 - 0.4431i
-0.3129-0.874i	-0.3129 - 0.8740i
0.04708-0.7214i	-0.0055 - 0.6078i
-0.71386+0.444i	-0.7052 + 0.3996i
-0.057-0.1072i	-0.1045 - 0.1273i
-0.6774-0.5018i	-0.6122 - 0.4825i

7.3 Obtention des matrices X des deux six-ports à 2.48 GHz

Dans cette sous-section du travail, on va refaire la même chose que à la sous-section 7.2, mais pour 2.48 GHz. On va utiliser les charges présentées à la figure 7.2 et la calibration linéaire à cinq standards. On veut encore une fois obtenir les matrices X des deux six-ports, afin de pouvoir utiliser la relation 7.1 pour calculer le coefficient de réflexion au port 2 du six-port en fonction des puissances aux ports 3, 4, 5 et 6.

Encore une fois, on utilise les charges du kit de calibration pour faire la calibration des deux six-ports. Les cinq charges qu'on utilise, dans les deux cas, ont les valeurs suivantes :

$$\Gamma_1=0.5322 - 0.8417i \quad \Gamma_2=0.0050 + 0.0117i \quad \Gamma_3= -0.4854 + 0.8513i \quad (7.4)$$

$$\Gamma_4=-0.2997 + 0.4296i \quad \Gamma_5=0.1094 - 0.8675i \quad (7.5)$$

Les deux tableaux 7.3 et 7.4 montre la comparaison des résultats de mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau et avec un six-port. On peut y voir des erreurs pouvant aller jusqu'à 20%.

Tableau 7.3 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port rouge à droite, à 2.48 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , mesuré avec l'analyseur de réseau commercial	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
0.5322-0.8417i	0.5322 - 0.8417i
0.005+0.0117i	0.0050 + 0.0117i
-0.4854+0.85134i	-0.4854 + 0.8513i
0.17616-0.0572i	0.0799 - 0.0734i
-0.2997+0.4296i	-0.2997 + 0.4296i
0.1094-0.86746i	0.1094 - 0.8675i
0.0215+0.153i	-0.0345 + 0.0873i
0.5839-0.6092i	0.4525 - 0.6071i
-0.1816-0.05256i	-0.1655 + 0.1330i
-0.2926-0.0766i	-0.2937 + 0.2288i
0.0799-0.5111i	0.2136 - 0.3702i

Tableau 7.4 Résultats des mesures de coefficients de réflexion avec un analyseur de réseau commercial à gauche et le six-port bleu à droite, à 2.48 GHz

Coefficient de réflexion, Γ , mesuré avec l'analyseur de réseau commercial	Coefficient de réflexion, Γ , trouvé, grâce au six-port
0.5322-0.8417i	0.5322 - 0.8417i
0.005+0.0117i	0.0050 + 0.0117i
-0.4854+0.85134i	-0.4854 + 0.8513i
0.17616-0.0572i	0.2051 - 0.2269i
-0.2997+0.4296i	-0.2997 + 0.4296i
0.1094-0.86746i	0.1094 - 0.8675i
0.0215+0.153i	0.0249 + 0.0746i
0.5839-0.6092i	0.4673 - 0.7444i
-0.1816-0.05256i	-0.2522 - 0.0026i
-0.2926-0.0766i	-0.5282 + 0.0604i
-0.3171-0.7442i	-0.7093 - 0.5964i

Comme on pouvait s'y attendre, les résultats à 2.48 GHz sont moins bons que à la fréquence de 0.890 GHz. Cela est dû au fait que le six-port bleu a un paramètre S_{22} de -9 dB à 2.48 GHz et le six-port rouge a un paramètre S_{11} de -7 dB à 2.48 GHz. Des normes aussi élevées pour ces deux coefficients de réflexion nous empêchent d'obtenir des résultats présentables pour cette partie du travail. Aussi, on ne tentera pas de mesurer les paramètres S d'un circuit à deux ports à la fréquence de 2.48 GHz.

CHAPITRE 8 ANALYSE DES POINTS Q_i DES SIX-PORTS UTILISÉS

8.1 Théorie sur les points q_i et comment les calculer

Dans son papier, “The six-port reflectometer: An alternative network analyser”[6], écrit en 1977, G.F. Engen énonce les critères de design d’un six-port permettant de réduire les erreurs dû aux appareils de mesure sur la valeur du coefficient de réflexion, Γ , obtenu. Cependant, il ne donne pas la preuve mathématique des conclusions de son papier. La conclusion de son article est que le fait d’avoir des points q_i équidistants et de normes égales, dans le plan Γ , permet de réduire les erreurs dû aux appareils de mesure sur le coefficient de réflexion obtenu par un système comme celui de la figure 7.4. Dans notre cas, les critères sont les suivants : $|q_4|=|q_5|=|q_6|$ et les arguments de ces trois points q_i diffèrent de $\pm 120^\circ$.

Dans la partie pratique de ce travail, on a cependant priorisé le fait d’avoir des paramètres S_{11} et S_{22} du six-port avec des normes le plus bas possible, puisque ces défauts ne sont pas pris en compte dans la méthode de calibration. En effet, les ports un et deux du six-port ne sont pas connectés à des charges adaptées, dans le système de la figure 7.4, mais les détecteurs sont parfaitement adaptés.

Les méthodes de calibration ont toute pour objectif de trouver les valeurs complexes des points q_i , ainsi que les paramètres α_i du système étudié. Dans notre cas, on a trouvé les matrices X reliant les puissances détectées au coefficient de réflexion branché au port 2, pour les fréquences de 0.890 et 2.48 GHz, grâce à la calibration à cinq standards. Cette matrice X est reliée aux points q_i par la relation 8.1 et nous permet donc de trouver directement ces derniers.

$$X^{-1} = \beta C = |b_2|^2 \begin{bmatrix} \alpha_3^2 |q_3|^2 & \alpha_3^2 & -\alpha_3^2 \text{Re}(q_3) & -\alpha_3^2 \text{Im}(q_3) \\ \alpha_4^2 |q_4|^2 & \alpha_4^2 & -\alpha_4^2 \text{Re}(q_4) & -\alpha_4^2 \text{Im}(q_4) \\ \alpha_5^2 |q_5|^2 & \alpha_5^2 & -\alpha_5^2 \text{Re}(q_5) & -\alpha_5^2 \text{Im}(q_5) \\ \alpha_6^2 |q_6|^2 & \alpha_6^2 & -\alpha_6^2 \text{Re}(q_6) & -\alpha_6^2 \text{Im}(q_6) \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

8.2 Présentation des points q_i des six-ports étudiés

Le six-port étudié, dans ce travail, possède, dans le cas idéal, des points q_i , avec $i= 4,5$ et 6 , avec des normes de 2 et dont les arguments diffèrent de $\pm 120^\circ$ les uns par rapport aux autres. Pour le six-port utilisé dans les simulations, on peut directement trouver les points q_i , grâce à la relation 8.2, puisque les ports 1,3,4,5 et 6 du système de la figure 4.1 sont parfaitement adaptés.

$$q_i = S_{i1} / (S_{22}S_{i1} - S_{i2}S_{21}) \quad \text{avec} \quad i=3,4,5 \text{ and } 6 \quad (8.2)$$

En utilisant la relation 8.2, on trouve les points q_i suivants pour le système de la figure 4.1, à la fréquence de 0.915 GHz.

$$q_4 = 2.1634 \angle -22.57^\circ \quad q_5 = 2.1483 \angle -163.99^\circ \quad q_6 = 2.0678 \angle 85.5^\circ \quad (8.3)$$

Pour la fréquence de 2.45 GHz, on trouve les points q_i suivants :

$$q_4 = 2.2396 \angle 50.37^\circ \quad q_5 = 2.2162 \angle -164.1^\circ \quad q_6 = 1.6892 \angle -49.28^\circ \quad (8.4)$$

Pour le cas pratique, il faut cependant utiliser les matrices X trouvées, grâce à la calibration, afin de calculer les points q_i . Pour la fréquence de 0.890 GHz, on a trouvé les matrices X présentées ci-dessous, pour les deux six-ports. La relation 8.5 présente la matrice X du système avec le six-port bleu à 890 MHz et la relation 8.6 la matrice X du système avec le six-port rouge à 890 MHz.

$$\begin{bmatrix} 1.8155 & -0.1821 & -0.1580 & -0.1342 \\ -2.9751 & 1.1246 & 0.2982 & 0.3791 \\ 0.4705 & -0.2160 & 0.0703 & -0.1943 \\ -0.0458 & 0.5553 & 0.0034 & -0.0923 \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

$$\begin{bmatrix} 1.8332 & -0.2431 & -0.1866 & -0.1348 \\ -2.5896 & 1.0888 & 0.3083 & 0.3110 \\ 0.3939 & -0.2705 & 0.0639 & -0.1737 \\ -0.0407 & 0.5336 & 0.0311 & -0.1372 \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

On remarque que les deux matrices sont très semblables. Cela est normal, puisque les deux six-ports ont été fait avec le même masque.

Les points q_i du système avec le six-port bleu à 890 MHz sont les suivants :

$$q_4=2.26144\angle-81.3^\circ \quad q_5=1.894\angle147.8^\circ \quad q_6=1.65103\angle77.36^\circ \quad (8.7)$$

Les points q_i du système avec le six-port rouge à 890 MHz sont les suivants :

$$q_4=1.99\angle-63.4^\circ \quad q_5=1.74655\angle154.14^\circ \quad q_6=1.436\angle87.7^\circ \quad (8.8)$$

Ces points q_i sont loin d'atteindre la perfection, mais cela ne nous empêche pas d'obtenir de très bons résultats pour la mesure du coefficient de réflexion, Γ , branché au port 2 du six-port, à 0.890 GHz.

Pour la fréquence de 2.48 GHz, on a trouvé les matrices X présentées ci-dessous, pour les deux six-ports. La relation 8.9 présente la matrice X du système avec le six-port bleu à 2.48 GHz et la relation 8.10 la matrice X du système avec le six-port rouge à 2.48 GHz.

$$\begin{bmatrix} -0.917 & -0.89 & 4.35 & 0.386 \\ -6.231 & 0.92 & 6.18 & 1.72 \\ -2 & -1.455 & 3.5476 & 0.6272 \\ 4.3645 & -2.697 & -3.998 & -0.427 \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

$$\begin{bmatrix} -11.436 & 0.442 & 1.072 & 0.93 \\ 14.55 & -5.0946 & 0.1825 & 0.3383 \\ -8.34 & 4.9416 & -3.0132 & -0.0717 \\ 10.635 & -7.3044 & 1.8304 & -0.4048 \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

Les matrices X des deux systèmes de la figure 7.8, obtenues grâce à la calibration, à 2.48 GHz sont très différentes l'une de l'autre. Cela est principalement dû au fait que le port 1 du six-port rouge et que le port 2 du six-port bleu sont très mal adaptés, à la fréquence de 2.48 GHz. Le fait de briser des connections et de resouder les connecteurs SMA, par la suite, sur les six-ports affecte plus les paramètres S des six-ports plus la fréquence augmente. Cela explique qu'on a des matrices X semblables à 0.890 GHz, mais pas à 2.48 GHz.

Les points q_i du système avec le six-port bleu à 2.48 GHz sont les suivants :

$$q_4=1.869\angle-1.9^\circ \quad q_5=4.526\angle17^\circ \quad q_6=1.64\angle-33.4^\circ \quad (8.11)$$

Les points q_i du système avec le six-port rouge à 2.48 GHz sont les suivants :

$$q_4=1.92\angle63^\circ \quad q_5=8.59\angle37.5^\circ \quad q_6=0.785\angle78^\circ \quad (8.12)$$

Pour la fréquence haute, il semble que les points q_i sont n'importe où dans le plan complexe. Cela est principalement dû au fait que le port 1 du six-port rouge et que le port 2 du six-port bleu sont très mal adaptés, à la fréquence de 2.48 GHz. En effet, les réflexions à ces ports font que notre système marche mal à ces fréquences.

CHAPITRE 9 ANALYSEUR DE RÉSEAU À BASE DE DEUX SIX-PORTS

9.1 Montage de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports

Dans la section 7 de ce travail, on a obtenu les matrices X permettant de mesurer le coefficient de réflexion de la charge branchée au port 2 de nos six-ports, pour la fréquence de 0.890 GHz. On va maintenant réutiliser ces matrices, afin de tenter de reproduire les résultats de la section 6. On veut construire un analyseur de réseau en utilisant deux six-ports. On veut comparer les résultats de mesures de paramètres S de circuit à deux ports fait avec un analyseur de réseau commercial avec celles faites avec les deux six-ports.

Pour faire cela, on utilise le diviseur de puissance de la figure 9.1. Ce diviseur nous permet de garantir une certaine adaptation de la charge branchée aux ports 1 des six-ports.

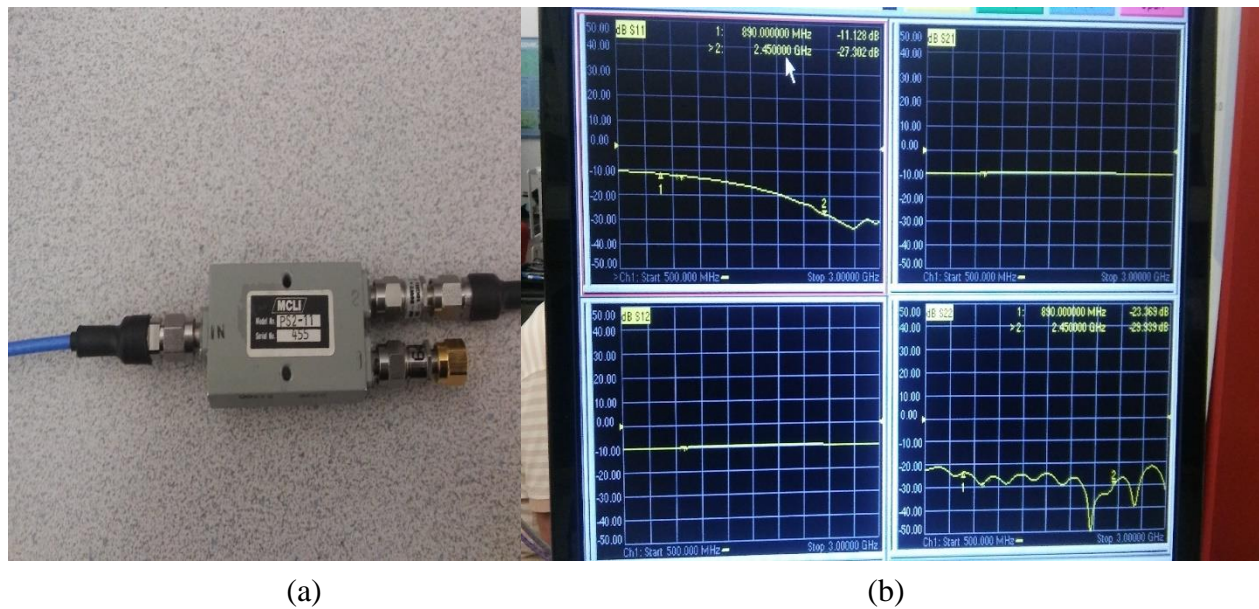


Figure 9.1 Mesure des paramètres S du diviseur, grâce à l'analyseur de réseau

Pour obtenir les déphasages dont on a besoin, on a utilisé des fils coaxiaux de longueurs différentes. En effet, cela est préférable aux déphaseurs de la figure 7.2, puisque ces déphaseurs ne sont pas flexibles. La figure 9.2 montre les trois fils coaxiaux qu'on a utilisés, afin d'obtenir trois déphasages différents.

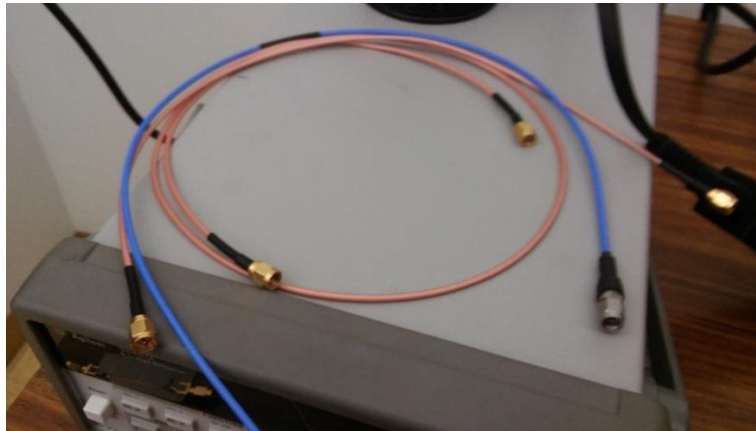


Figure 9.2 Image des trois fils coaxiaux utilisés, afin d'obtenir des déphasages différents

Après, on mesure les matrices de paramètres S des circuits à deux ports. La figure 9.3 montre la mesure d'une matrice de paramètres S d'un circuit à deux ports avec l'analyseur de réseau commercial.

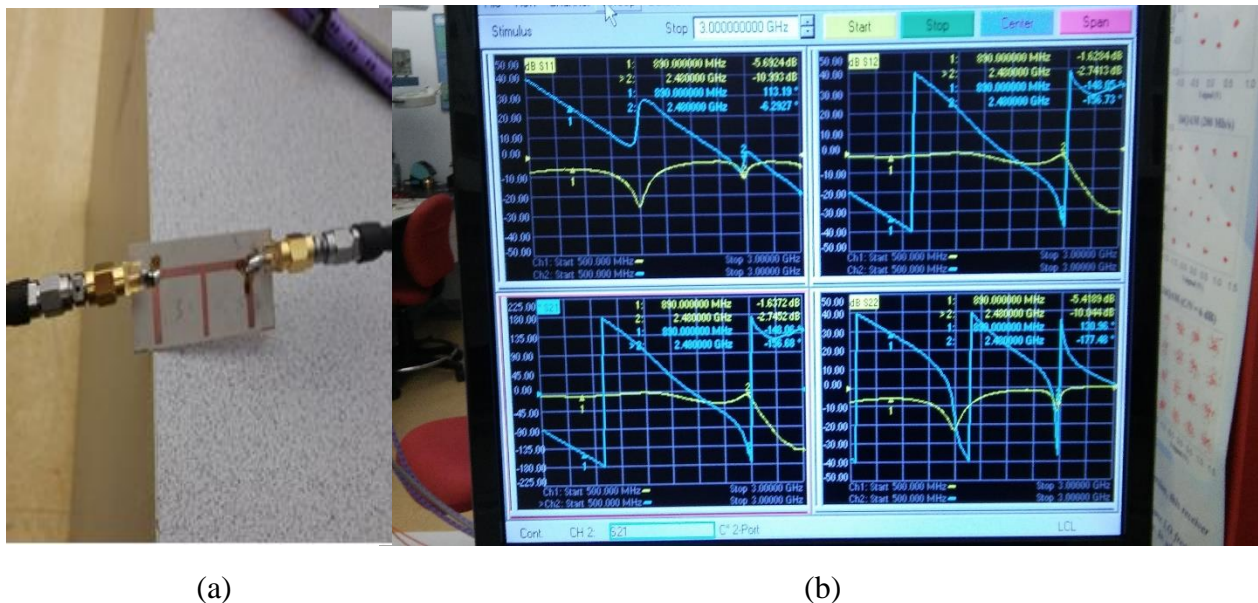


Figure 9.3 Mesure des paramètres S d'un circuit à deux ports, grâce à l'analyseur de réseau commercial, avec le branchement en (a) et l'écran de l'analyseur en (b)

On peut, maintenant, montrer une figure du montage de l'analyseur à base de deux six-ports. Après avoir mesuré les circuits à deux ports avec l'analyseur commercial, on utilise le montage de la figure 9.4, afin de tenter de mesurer la matrice 2x2 du circuit à deux ports, grâce aux six-ports. Puisque on avait seulement quatre détecteurs de puissance, on branche les quatre détecteurs aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port dont on veut mesurer de coefficient de réflexion au port 2 et quatre charges de $50\ \Omega$ aux ports 3, 4, 5 et 6 de l'autre six-port. Le générateur RF est branché au port d'entrée du diviseur de puissance. Les ports 1 des six-ports sont branchés aux sorties du diviseur de puissance. Aussi, sur la figure 9.4, on voit que le circuit à deux ports qui sert de D.U.T. est l'adaptateur qui sert à calibrer l'analyseur de réseau commercial.

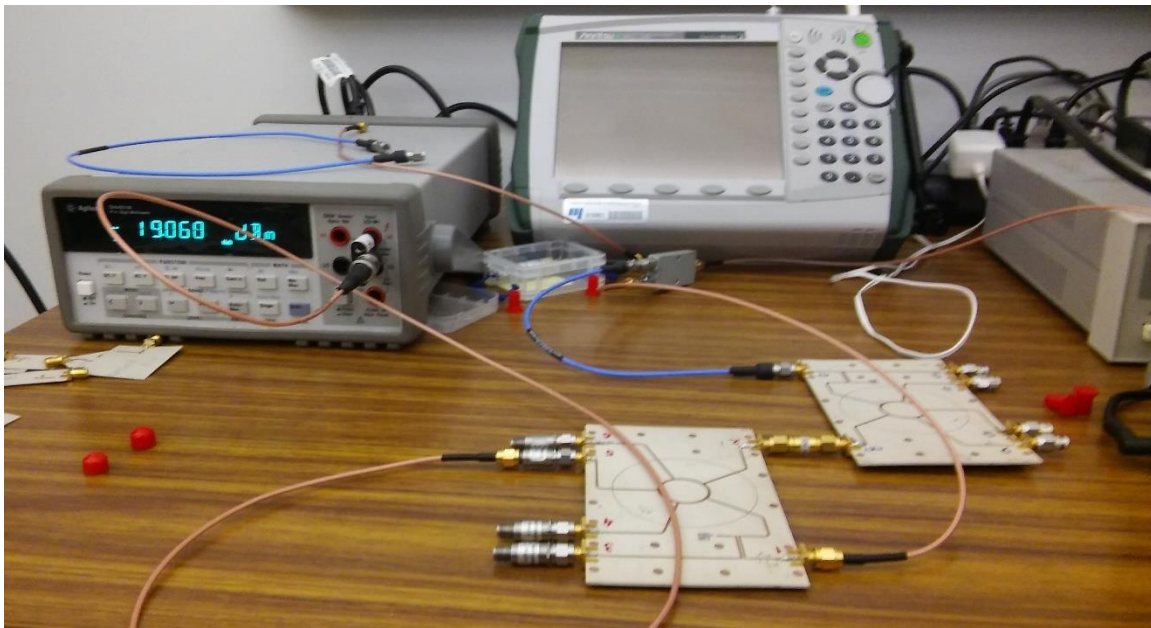


Figure 9.4 Image du montage de l'analyseur de réseau à base de deux six-ports

Aussi, durant les mesures, puisque les quatre détecteurs avaient des atténuations différentes, il fallait faire attention, lorsqu'on les changeait de six-port, de toujours remettre le détecteur correspondant au bon port. Ainsi le détecteur au port trois devait toujours être au port trois, lors de la mesure d'un coefficient de réflexion. Sans cette précaution, la calibration faite plutôt ne serait plus bonne.

9.2 Résultats des mesures de circuits à deux ports

Dans cette sous-section, on va présenter les résultats concernant la comparaison des mesures de circuits à deux ports faites avec un analyseur de réseau commercial et celles faites avec notre analyseur à base de deux six-ports. On a fait les mesures pour deux circuits à deux ports différents à 0.890 GHz. Le premier circuit à deux ports utilisé est l'adaptateur qui a servi à calibrer l'analyseur de réseau commercial.

Après avoir utilisé l'algorithme de la section 6 de ce travail pour analyser nos résultats pratiques obtenus, grâce au montage de la figure 9.4, on remarque que les paramètres S mesurés, grâce aux deux six-ports, ont subits une augmentation d'environ 0.485 de leur norme. Il est, bien sûr, impossible qu'un circuit passif possède des paramètres S plus grand qu'un. Cela est dû au fait qu'on a un effet de réflexions multiples aux ports 2 et aux ports 1 des six-ports.

Pour obtenir les résultats présentés ci-dessous, on reprend l'algorithme de la section 6 de ce travail et on soustrait 0.485 à la norme de chaque paramètres S, par la suite.

Matrice S du premier D.U.T. mesurée avec l'analyseur de réseau commercial

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \angle -31^\circ \\ 1 \angle -31^\circ & 0 \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

Matrice S du premier D.U.T. mesurée grâce aux six-ports

$$\begin{bmatrix} 0.01 \angle -69^\circ & 1 \angle -39.6^\circ \\ 1 \angle -39.6^\circ & 0.115 \angle 27^\circ \end{bmatrix} \quad (9.2)$$

Matrice S du deuxième D.U.T. mesurée avec l'analyseur de réseau

$$\begin{bmatrix} 0.52 \angle 113^\circ & 0.827 \angle -148.2^\circ \\ 0.827 \angle -148.2^\circ & 0.53 \angle 130.8^\circ \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

Matrice S du deuxième D.U.T. mesurée grâce aux six-ports

$$\begin{bmatrix} 0.312 \angle 130.9^\circ & 0.745 \angle -144^\circ \\ 0.745 \angle -144^\circ & 0.182 \angle 92^\circ \end{bmatrix} \quad (9.4)$$

CHAPITRE 10 CONCLUSION

10.1 Récapitulatif du travail et des résultats

Le but principal de ce travail était d'utiliser deux six-ports, afin de mesurer des coefficients de réflexion et de transmission. La structure six-port permet de mesurer la valeur du coefficient de réflexion vue à son port deux en n'utilisant que les valeurs des puissances à ses ports 3,4,5 et 6. Cette structure permet d'utiliser un système le plus simple possible, afin de mesurer un coefficient de réflexion, mais au prix d'une procédure de calibration compliquée.

Au début de ce travail, on a présenté le six-port utilisé. Ce dernier est constitué d'un double cercle symétrique et d'un coupleur. Il permet d'avoir des points q_i , en théorie, également espacés entre eux dans le plan complexe.

Ensuite, on présente la méthode de calibration utilisée et des résultats de simulations. La méthode utilisée est la calibration à cinq standards prenant en compte le modèle linéaire du six-port. Elle permet de trouver la matrice X reliant le coefficient de réflexion au port 2 du six-port aux puissances mesurées aux ports 3,4,5 et 6 du six-port. Pour trouver cette matrice, on doit utiliser cinq charges dont on connaît à l'avance le coefficient de réflexion en entrée.

On présente, par la suite, la méthodologie à suivre, afin de mesurer la matrice de paramètres S d'un circuit à deux ports réciproque, grâce à deux six-ports dont on connaît les matrices X . Par la suite, on donne les résultats des simulations en utilisant cet algorithme.

Au chapitre 7 de ce travail, on présente le montage permettant de mesurer en pratique au laboratoire un coefficient de réflexion, grâce à nos six-ports. On utilise, par la suite, plusieurs charges, afin de calibrer et vérifier la calibration de nos six-ports à 0.890 et 2.48 GHz. En effet, on change la fréquence à laquelle on fait les mesures légèrement, car les réflexions multiples aux ports 1 et 2 du six-port ne sont pas prises en compte par la méthode de calibration. On veut donc adapter au maximum les paramètres S_{11} et S_{22} de nos six-ports. La calibration a très bien fonctionné à la fréquence basse, mais pas à la fréquence haute. Ceci est dû au fait que la norme du coefficient de réflexion au port 1, S_{11} , du six-port rouge est de -7 dB et la norme du coefficient de réflexion au port 2, S_{22} , du six-port bleu est de -9 dB. Il semble que ces ports ne soient pas assez bien adaptés pour une telle application.

À la dernière section de ce travail, on présente la procédure utilisée, afin de mesurer la matrice de paramètres S d'un circuit à deux ports, grâce à nos deux six-ports. Il semble que, si on soustrait 0.485 à la norme de chaque paramètres S obtenus, grâce à l'algorithme présenté à la section 6, on peut avoir une corrélation entre les mesures avec l'analyseur de réseau et avec les six-ports. Cela est sûrement dû aux réflexions multiples aux ports 2 des six-ports. En effet, durant la calibration l'onde réfléchie au port 2 était en partie réabsorbée par la charge. Cependant, durant la mesure d'un circuit à deux ports avec le système à base de deux six-ports, les puissances des ondes réfléchies par les coefficients S_{22} des six-ports sont transmises vers le port 2 de l'autre six-port ou reréfléchies vers le port 2. Aussi, la méthode de mesure n'était pas idéale, puisque on avait seulement quatre détecteurs de puissance. Idéalement, il en fallait 8.

10.2 Suggestions d'améliorations

Plusieurs améliorations pourraient être apportées à ce travail. Premièrement, on aurait dû utiliser des substrats plus rigides pour construire les charges et les circuits à deux ports utilisés. Aussi, on aurait dû calibrer nos détecteurs de puissance, afin d'avoir des résultats plus précis.

Cependant le principal problème de ce travail est le fait que la mesure des paramètres S d'un circuit à deux ports n'est pas parfaitement marchée en pratique. Pour améliorer ces résultats, une piste d'amélioration possible serait d'essayer l'algorithme présenté à la section 5.3 du livre du professeur Ghannouchi. Cet algorithme considère le système formé par le diviseur de puissance et les deux six-ports comme un trois ports dont on veut trouver les paramètres S , pour chaque valeur de déphasage. La figure 10.1 montre le schéma du système qui serait étudié dans ce cas.

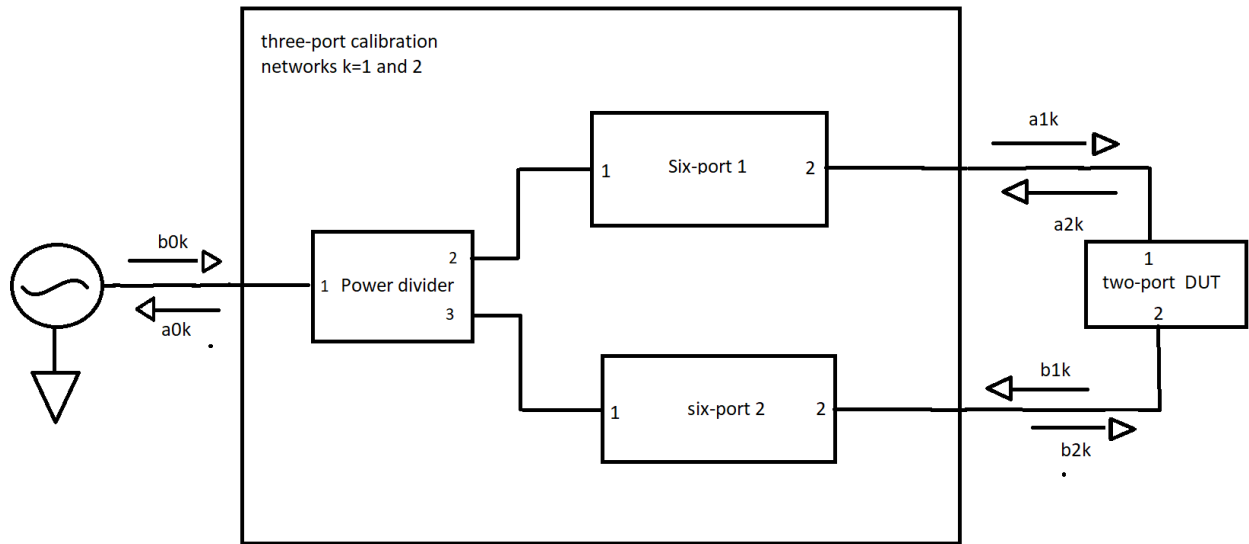


Figure 10.1 Schéma du système considérant le diviseur de puissance et les deux six-ports comme un circuit à trois ports

Dans la section 5.3 de son livre, " The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications "[10], le professeur Ghannouchi présente un algorithme permettant de mesurer la matrice de paramètres S de n'importe quel circuit à deux ports, grâce à deux six-ports. Pour faire cela, il faut calibrer le système de la figure 10.1, afin de trouver les paramètres S caractérisant le circuit à trois ports, grâce à trois circuits à deux ports dont on connaît les paramètres S . Il faut faire la calibration de ce circuit à trois ports pour deux valeurs de déphasage différentes entre les deux signaux entrant aux ports 1 des six-ports. Pour les détails de cet algorithme le lecteur peut se référer au livre de Ghannouchi.

Finalement, on pourrait sûrement obtenir de bons résultats concernant la mesure d'un coefficient de réflexion à la fréquence haute, avec le six-port rouge, si on baisse la fréquence à laquelle on fait les mesures. Durant le travail, on a choisi de faire les mesures à 2.48 GHz, afin d'adapter le paramètre S_{22} du six-port bleu le plus possible, mais cette fréquence n'était pas idéale pour le six-port rouge, comme on peut voir sur la figure 7.4.

RÉFÉRENCES

- [1] Cohn, S.B., Weinhouse, N.P. (1964 feb.). An Automatic Microwave Phase Measurement System. Microwave Journal, 7, 49-56.
- [2] Hoer, C.A. (1972 nov.). The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, IM-21, 466-470.
- [3] Hoer, C.A., Roe, K.C. (1975 dec.). Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, 23, 978-984.
- [4] Hoer, C.A. (1977 dec.). A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1070-1074.
- [5] Engen, G.F., Hoer, C.A. (1972 nov.). Application of an Arbitrary 6-Port Junction to Power-Measurement Problems. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, IM-21, 470-474.
- [6] Engen, G.F., (1977 dec.). The Six-Port Reflectometer. An Alternative Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1075-1077.
- [7] Engen, G.F. (1977 dec.). An Improved Circuit for Implementing the Six-Port Technique of Microwave Measurements. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1080-1083.
- [8] Engen, G.F. (1979 dec.). Thru-Reflect Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-27, 987-992.
- [9] G.F. Engen, "Calibrating the six-port Reflectometer by means of sliding Terminations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-26, pp. 951-957, Dec. 1978.
- [10] F. M. Ghannouchi, A. Mohammadi, "The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications", Artech House, 2009
- [11] Homa Arab, Cevdet Akyel and Serioja O. Tatu. (2016). AN ALTERNATIVE VECTOR NETWORK ANALYZER INCORPORATING A DUALBAND SIX-PORT JUNCTION. Wiley Periodicals, Inc. Microwave And Optical Technology Letters/ vol. 58:1964–1968

- [12] Chia Yew Lee, Kok Yeow You, Tian Swee Tan, Yi Lung Then, Yeng Seng Lee, Liyana Zahid, Wai Leong Lim and Chia Hau Lee.(2016). Enhanced Five-Port Ring Circuit Reflectometer for Synthetic Breast Tissue Dielectric Determination. Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 69, 83–95
- [13] Yeo, S. P. and F. C. Choong, “Matched symmetrical five-port microstrip coupler,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 8, 1498–1500, 2001.
- [14] Pozar, D. M., Microwave Engineering, 4th Edition, Wiley, 2004.
- [15] Nadia Chagtmi, Nouredine Boulejfen, Fadhel M. Ghannouchi. (2015). Design and Implementation of a Dual band Six-port junction. IEEE Xplore
- [16] Serioja Ovidiu Tatu, Emilia Moldovan, Gailon Brehm, Fellow, IEEE, Ke Wu, Fellow, IEEE, and Renato G. Bosisio, Fellow, IEEE. (2002). “Ka-Band Direct Digital Receiver “, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., VOL. 50, NO. 11

ANNEXE A CODE MATLAB

A.1 Introduction

Le but de cette annexe est de présenter les programmes Matlab utilisés, afin d'obtenir les tableaux de résultats du mémoire de maîtrise. On va aussi présenter les appels de fonctions qui ont donnés les coefficients de réflexion mesurés. Les appels de fonctions sont mis en commentaire, afin d'avoir le résultat du coefficient de réflexion mesuré, il faut décommenter l'appel de la fonction. En effet, les algorithmes sont codés sous formes de fonctions prenant, généralement, en entrées les puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port.

A.2 Algorithme prenant en compte que le six-port est idéal

A.2.1 Explications

L'algorithme qui prend en compte que le six-port est idéal prend en entrées seulement les puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port. Le fonctionnement de cet algorithme est expliqué en détail à la section 4 du mémoire. Dans les deux prochaines sous sections, on va donner le code Matlab de la fonction effectuant l'algorithme pour 0.915 GHz puis les appels de la fonction qui ont donnés les résultats du tableau 4.1 du mémoire, pour 0.915 GHz également. On va, ensuite, refaire la même chose pour 2.45 GHz et donner les appels de fonctions qui ont donnés les résultats du tableau 4.2.

A.2.2 Algorithme pour 0.915GHz

Ci-dessous, on peut voir que l'algorithme prend en entrée les puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 du six-port.

```
function point=algo_915Ghz(p3,p_4,p_5,p_6)

p4=p_4/p3;
p5=p_5/p3;
p6=p_6/p3;

t=linspace(0,2*pi,200);

r1=0.9738707*sqrt(p_4);
r2=0.944247257*sqrt(p_5);
r3=sqrt(p_6)*1.052275546;
```

```

cercle_q4=(r1*cos(t)+1.714937+j*(sin(t)*r1-0.950605));
cercle_q5=cos(t)*r2-1.9485806+j*(sin(t)*r2-0.867564);
cercle_q6=r3*cos(t)+0.371847116+j*(r3*sin(t)+2.3477503);

while ((r1+r2 < 3.6) || (r1+r3 < 3.6) || (r2+r3 < 3.6))

    r1=r1*1.00001;
    r2=r2*1.00001;
    r3=r3*1.00001;

    cercle_q4=(r1*cos(t)+1.714937+j*(sin(t)*r1-0.950605));
    cercle_q5=cos(t)*r2-1.9485806+j*(sin(t)*r2-0.867564);
    cercle_q6=r3*cos(t)+0.371847116+j*(r3*sin(t)+2.3477503);

end

x=real(cercle_q4);
y=imag(cercle_q4);
x1=real(cercle_q5);
y1=imag(cercle_q5);
x2=real(cercle_q6);
y2=imag(cercle_q6);

d_1=1;
d_2=1;
d_3=1;

point1=0;
point2=0;
point3=0;

for i=1:1:200    % on veut trouver les trois points d'intercection des trois
cercles.
    for n=1:1:200

        d1=sqrt((x(i)-x1(n))^2+(y(i)-y1(n))^2);    %d1 est la distance entre le
cercle de centre q4 et le cercle de centre q5
        d2=sqrt((x(i)-x2(n))^2+(y(i)-y2(n))^2);    %d2 est la distance entre le
cercle de centre q4 et le cercle de centre q6
        d3=sqrt((x2(i)-x1(n))^2+(y2(i)-y1(n))^2);    %d3 est la distance entre le
cercle de centre q5 et le cercle de centre q6

        if((x(i) > -1) && (x(i) < 1) && (y(i) > -1) && (y(i)<1) && (d_1>d1) &&
(x1(n) > -1) && (x1(n) < 1) && (y1(n) > -1) && (y1(n)<1))

            d_1=d1;

```

```

    point1=x(i)+y(i)*j; % le point1 représente le point sur le cercle de
    centre q4 le plus proche du cercle de centre q5

    end

    if(x(i)>-1 && x(i)<1 && y(i)>-1 && y(i)<1 && d_2>d2 && (x2(n) > -1) &&
    (x2(n) < 1) && (y2(n) > -1) && (y2(n)<1))

        d_2=d2;
        point2=x(i)+y(i)*j; % le point2 représente le point sur le cercle de
        centre q4 le plus proche du cercle de centre q6

    end

    if(x1(n)>-1 && x1(n)<1 && y1(n)>-1 && y1(n)<1 && d_3>d3 && (x2(i) > -1)
    && (x2(i) < 1) && (y2(i) > -1) && (y2(i)<1))

        d_3=d3;
        point3=x1(n)+y1(n)*j; % le point3 représente le point sur le cercle de
        centre q5 le plus proche du cercle de centre q6

    end

end
end

for jj=0:1:5000

    if ( real(point3)<real(point2) ||imag(point1)<imag(point3))

        r1=r1*1.005;
        r2=r2*1.005;
        r3=r3*1.005;

        cercle_q4=(r1*cos(t)+1.714937+j*(sin(t)*r1-0.950605));
        cercle_q5=cos(t)*r2-1.9485806+j*(sin(t)*r2-0.867564);
        cercle_q6=r3*cos(t)+0.371847116+j*(r3*sin(t)+2.3477503);

        x=real(cercle_q4);
        y=imag(cercle_q4);
        x1=real(cercle_q5);
        y1=imag(cercle_q5);
        x2=real(cercle_q6);
        y2=imag(cercle_q6);

        d_1=1;
        d_2=1;
        d_3=1;

```

```

point1=0;
point2=0;
point3=0;

for i=1:1:200
    for n=1:1:200

        d1=sqrt((x(i)-x1(n))^2+(y(i)-y1(n))^2);
        d2=sqrt((x(i)-x2(n))^2+(y(i)-y2(n))^2);
        d3=sqrt((x2(i)-x1(n))^2+(y2(i)-y1(n))^2);

        if((x(i) > -1) && (x(i) < 1) && (y(i) > -1) && (y(i)<1) && (d_1>d1) &&
(x1(n) > -1) && (x1(n) < 1) && (y1(n) > -1) && (y1(n)<1))

            d_1=d1;
            point1=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x(i)>-1 && x(i)<1 && y(i)>-1 && y(i)<1 && d_2>d2 && (x2(n) > -1) &&
(x2(n) < 1) && (y2(n) > -1) && (y2(n)<1))

            d_2=d2;
            point2=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x1(n)>-1 && x1(n)<1 && y1(n)>-1 && y1(n)<1 && d_3>d3 && (x2(i) > -1)
&& (x2(i) < 1) && (y2(i) > -1) && (y2(i)<1))

            d_3=d3;
            point3=x1(n)+y1(n)*j;

        end

    end
end
end

point=(point1+point2+point3)/3;

disp(point);

plot(x,y,x1,y1,x2,y2);

axis([-2 2 -2 2]);
grid on;
title('Graphique des trois cercles');

```



```
xlabel('Real component');
ylabel('imaginary component');
grid on;
grid minor;
```

A.2.3 Appels de la fonction

Les résultats de ces appels de fonctions nous donnent les coefficients de réflexion mesurés du tableau 4.1. En haut de chaque appel de fonction, on écrit le nombre complexe qui représente le coefficient de réflexion de la charge connectée au port 2 du six-port. On a obtenu ce nombre en utilisant un Term, dans les simulations avec ADS. Les entrées des fonctions sont les quatre puissances obtenues grâce à la simulation de la figure 4.1.

```
%coefficient de reflexion: -0.1941-0.082641i
algo_915Ghz(5.009*10^-7,2.325*10^-6,2.084*10^-6,2.825*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.69226+0.461522i
algo_915Ghz(4.925*10^-7,1.508*10^-6,4.984*10^-6,1.775*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.230478+0.1536517i
algo_915Ghz(4.963*10^-7,1.792*10^-6,3.272*10^-6,2.209*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.29394617+0.82308666i
algo_915Ghz(4.479*10^-7,2.699*10^-6,4.637*10^-6,1.025*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.04278+0.301985i
algo_915Ghz(4.782*10^-7,2.306*10^-6,3.029*10^-6,1.938*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.34047+0.58978i
algo_915Ghz(4.429*10^-7,3.575*10^-6,2.671*10^-6,1.593*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.31016+0.17474i
algo_915Ghz(4.772*10^-7,2.856*10^-6,2.115*10^-6,2.352*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.0537736+0.75909775i
algo_915Ghz(4.39*10^-7,3.25*10^-6,3.625*10^-6,1.161*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.760347+0.3201516i
algo_915Ghz(4.545*10^-7,4.179*10^-6,1.519*10^-6,2.505*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.1887854-0.134848i
algo_915Ghz(5.168*10^-7,1.591*10^-6,2.865*10^-6,2.822*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.007946-0.21185i
algo_915Ghz(5.164*10^-7,1.864*10^-6,2.366*10^-6,3.034*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.14107-0.2015114i
algo_915Ghz(5.117*10^-7,2.117*10^-6,2.098*10^-6,3.063*10^-6);
```

```
%coefficient de reflexion: 0.6922664-0.46151i
algo_915Ghz(5.588*10^-7,7.319*10^-7,3.871*10^-6,3.648*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.054068189-0.67584i
algo_915Ghz(5.536*10^-7,1.513*10^-6,2.284*10^-6,4.117*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.2434723-0.7252215i
algo_915Ghz(5.498*10^-7,2.013*10^-6,1.702*10^-6,4.372*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.380647897-0.708183i
algo_915Ghz(5.658*10^-7,1.029*10^-6,2.933*10^-6,4.1632*10^-6);
```

A.2.4 Algorithme pour 2.45GHz

```
function point=algo_245(p3,p_4,p_5,p_6)

p4=p_4/p3;
p5=p_5/p3;
p6=p_6/p3;

t=linspace(0,2*pi,200);

r1=0.9616278*sqrt(p_4);
r2=0.9156456*sqrt(p_5);
r3=sqrt(p_6)*0.88085106;

cercle_q4=(r1*cos(t)+1.091703+j*(sin(t)*r1+1.89088506));
cercle_q5=(cos(t)*r2-1.99492+j*(sin(t)*r2-0.29814257));
cercle_q6=(r3*cos(t)+1.2472815+j*(r3*sin(t)-1.4864522));

while ((r1+r2 < 3.6) || (r1+r3 < 3.6) || (r2+r3 < 3.6))

    r1=r1*1.00001;
    r2=r2*1.00001;
    r3=r3*1.00001;

    cercle_q4=(r1*cos(t)+1.091703+j*(sin(t)*r1+1.89088506));
    cercle_q5=(cos(t)*r2-1.99492+j*(sin(t)*r2-0.29814257));
    cercle_q6=(r3*cos(t)+1.2472815+j*(r3*sin(t)-1.4864522));

end

x=real(cercle_q4);
y=imag(cercle_q4);
x1=real(cercle_q5);
y1=imag(cercle_q5);
```

```

x2=real(cercle_q6);
y2=imag(cercle_q6);

d_1=1;
d_2=1;
d_3=1;

point1=0;
point2=0;
point3=0;

for i=1:1:200
    for n=1:1:200

        d1=sqrt((x(i)-x1(n))^2+(y(i)-y1(n))^2);
        d2=sqrt((x(i)-x2(n))^2+(y(i)-y2(n))^2);
        d3=sqrt((x2(i)-x1(n))^2+(y2(i)-y1(n))^2);

        if((x(i) > -1) && (x(i) < 1) && (y(i) > -1) && (y(i)<1) && (d_1>d1) &&
(x1(n) > -1) && (x1(n) < 1) && (y1(n) > -1) && (y1(n)<1))

            d_1=d1;
            point1=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x(i)>-1 && x(i)<1 && y(i)>-1 && y(i)<1 && d_2>d2 && (x2(n) > -1) &&
(x2(n) < 1) && (y2(n) > -1) && (y2(n)<1))

            d_2=d2;
            point2=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x1(n)>-1 && x1(n)<1 && y1(n)>-1 && y1(n)<1 && d_3>d3 && (x2(i) > -1)
&& (x2(i) < 1) && (y2(i) > -1) && (y2(i)<1))

            d_3=d3;
            point3=x1(n)+y1(n)*j;

        end

    end
end

point=(point1+point2+point3)/3;

for jj=0:1:5000

    if ( imag(point3)<imag(point2) || real(point2)>real(point1))

```

```

    r1=r1*1.005;
    r2=r2*1.005;
    r3=r3*1.005;

cercle_q4=(r1*cos(t)+1.091703+j*(sin(t)*r1+1.89088506));
cercle_q5=(cos(t)*r2-1.99492+j*(sin(t)*r2-0.29814257));
cercle_q6=(r3*cos(t)+1.2472815+j*(r3*sin(t)-1.4864522));

x=real(cercle_q4);
y=imag(cercle_q4);
x1=real(cercle_q5);
y1=imag(cercle_q5);
x2=real(cercle_q6);
y2=imag(cercle_q6);

d_1=1;
d_2=1;
d_3=1;

point1=0;
point2=0;
point3=0;

for i=1:1:200
    for n=1:1:200

        d1=sqrt((x(i)-x1(n))^2+(y(i)-y1(n))^2);
        d2=sqrt((x(i)-x2(n))^2+(y(i)-y2(n))^2);
        d3=sqrt((x2(i)-x1(n))^2+(y2(i)-y1(n))^2);

        if((x(i) > -1) && (x(i) < 1) && (y(i) > -1) && (y(i)<1) && (d_1>d1) &&
(x1(n) > -1) && (x1(n) < 1) && (y1(n) > -1) && (y1(n)<1))

            d_1=d1;
            point1=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x(i)>-1 && x(i)<1 && y(i)>-1 && y(i)<1 && d_2>d2 && (x2(n) > -1) &&
(x2(n) < 1) && (y2(n) > -1) && (y2(n)<1))

            d_2=d2;
            point2=x(i)+y(i)*j;

        end

        if(x1(n)>-1 && x1(n)<1 && y1(n)>-1 && y1(n)<1 && d_3>d3 && (x2(i) > -1)
&& (x2(i) < 1) && (y2(i) > -1) && (y2(i)<1))

            d_3=d3;
            point3=x1(n)+y1(n)*j;

        end
    end
end

```

```

        end
    end
    end

    end

    point=(point1+point2+point3)/3;

    disp(point);

    plot(x,y,x1,y1,x2,y2);

    %axis([-2 2 -2 2]);
    grid on;
    title('Graphique des trois cercles');
    xlabel('Real component');
    ylabel('imaginary component');
    grid on;
    grid minor;

```

A.2.5 Appels de la fonction pour 2.45 GHz

Les résultats de ces appels de fonctions nous donnent les coefficients de réflexion mesurés du tableau 4.2. En haut de chaque appel de fonction, on écrit le nombre complexe qui représente le coefficient de réflexion de la charge connectée au port 2 du six-port. On a obtenu ce nombre en utilisant un Term, dans les simulations avec ADS. Les entrées des fonctions sont les quatre puissances obtenues grâce à la simulation de la figure 4.1.

```

%coefficient de reflexion: -0.183734-0.9544767i
algo_245(4.739*10^-7,4.653*10^-6,1.797*10^-6,1.388*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.6922664+0.46151i
algo_245(2.485*10^-7,4.822*10^-7,1.981*10^-6,1.198*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.230478+0.15365168i
algo_245(2.252*10^-7,8.663*10^-7,1.318*10^-6,1.037*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.29396+0.82308153i
algo_245(2.078*10^-7,4.359*10^-7,1.587*10^-6,1.75*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.0424478+0.30203176i
algo_245(2.071*10^-7,8.438*10^-7,1.145*10^-6,1.287*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.3405+0.58976i

```

```

algo_245(1.748*10^-7,8.799*10^-7,8.905*10^-7,1.844*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.310152+0.174762i
algo_245(1.88*10^-7,1.132*10^-6,7.898*10^-7,1.423*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.053084676+0.759146i
algo_245(1.875*10^-7,6.313*10^-7,1.201*10^-6,1.838*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.760347252+0.3201516i
algo_245(1.578*10^-7,1.323*10^-6,5.166*10^-7,1.957*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.1887854+0.13485i
algo_245(2.228*10^-7,8.996*10^-7,1.267*10^-6,1.042*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.007945948-0.211851i
algo_245(2.21*10^-7,1.307*10^-6,1.0117*10^-6,8.848*10^-7);

%coefficient de reflexion: -0.141071665-0.2015311i
algo_245(2.112*10^-7,1.365*10^-6,8.796*10^-7,9.936*10^-7);

%coefficient de reflexion: 0.6922664-0.46151i
algo_245(2.885*10^-7,1.335*10^-6,1.934*10^-6,3.49*10^-7);

%coefficient de reflexion: 0.0540682-0.6784i
algo_245(2.439*10^-7,1.82*10^-6,1.097*10^-6,5.775*10^-7);

%coefficient de reflexion: -0.24347-0.7252215i
algo_245(2.231*10^-7,2.029*10^-6,7.961*10^-7,8.103*10^-7);

%coefficient de reflexion: 0.28776162-0.71421i
algo_245(2.649*10^-7,1.782*10^-6,1.39*10^-6,4.008*10^-7);

```

A.3 Calibration avec cinq standards

A.3.1 Explications

On va, maintenant, présenter les codes Matlab qu'on utilise, afin d'obtenir les résultats des tableaux 5.1 et 5.2 de la section 5 du mémoire. Comme expliqué dans la section 5 du mémoire, la calibration à cinq standards est une méthode qui consiste à utiliser cinq standards, afin de trouver une matrice 4x4, X, qui relie les quatre puissances détectées aux ports 3, 4, 5 et 6 au coefficient de réflexion du D.U.T. connecté au port 2.

$$\operatorname{Re}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{3j} P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} P_{j+2}} \quad \operatorname{Im}(\Gamma) = \frac{\sum_{j=1}^4 x_{4j} P_{j+2}}{\sum_{j=1}^4 x_{1j} P_{j+2}} \quad (\text{A.3.1})$$

On doit donc faire une fonction Matlab qui prend en entrée les valeurs des coefficients de réflexion en entrées des cinq standards, ainsi que les cinq puissances détectées pour chaque standard. Cette fonction prendra donc 25 entrées et aura pour sortie la matrice C qui est l'inverse la matrice X. Elle implémentera l'algorithme de la section 5.1.

Ensuite, on utilisera une autre fonction qui utilise le résultat de la fonction précédente, afin d'analyser quatre valeurs de puissance qu'elle prend en entrées, et trouver la valeur du coefficient de réflexion mesuré.

A.3.2 Fonction Matlab de calibration trouvant la matrice C

Ci-dessous, on présente la fonction qui prend en entrées les cinq standards et les vingt valeurs de puissance, afin de trouver la matrice C. On peut voir que les cinq premières entrées sont les valeurs des cinq standards utilisés. Ensuite, on entre les puissances mesurées, quand ces standards sont connectés au port 2. P31, par exemple, correspond à la puissance mesurée au port 3 quand le standard 1 est connecté.

Function

```
point=calibration5standards(t1,t2,t3,t4,t5,p31,p41,p51,p61,p32,p42,p52,p62,p33
,p43,p53,p63,p34,p44,p54,p64,p35,p45,p55,p65)
```

```
G=[1,abs(t1)^2,real(t1),imag(t1);1,abs(t2)^2,real(t2),imag(t2);1,abs(t3)^2,rea
l(t3),imag(t3);1,abs(t4)^2,real(t4),imag(t4)];
T5=[1;abs(t5)^2;real(t5);imag(t5)];
S=transpose(G^-1)*T5;
```

```
a=S(1,1);
b=S(2,1);
c=S(3,1);
d=S(4,1);
```

```
P5=[p35;p45;p55;p65];
```

```
P=[p31*a,p32*b,p33*c,p34*d;p41*a,p42*b,p43*c,p44*d;p51*a,p52*b,p53*c,p54*d;p61
*a,p62*b,p63*c,p64*d];
V0=P^(-1)*P5;
```

```
P3=[p31,0,0,0;0,p32,0,0;0,0,p33,0;0,0,0,p34];
C3=G^(-1)*P3*V0;
```

```
P4=[p41,0,0,0;0,p42,0,0;0,0,p43,0;0,0,0,p44];
```

```
C4=G^(-1)*P4*V0;
```

```
P5=[p51,0,0,0;0,p52,0,0;0,0,p53,0;0,0,0,p54];
C5=G^(-1)*P5*V0;
```

```
P6=[p61,0,0,0;0,p62,0,0;0,0,p63,0;0,0,0,p64];
C6=G^(-1)*P6*V0;
```

```
C=[transpose(C3);transpose(C4);transpose(C5);transpose(C6)];
disp(C);
```

```
point=0;
```

A.3.3 Calibration à cinq standards à 0.915 GHz (simulation)

A.3.3.1 Appel de la fonction de calibration, afin de trouver la matrice C

Pour la fréquence de 0.915 GHz, on a utilisé comme standards les coefficients de réflexion suivants :

$$\Gamma_1 = -0.31 + 0.17i \quad \Gamma_2 = -0.054 + 0.759i \quad \Gamma_3 = -0.76 + 0.32i \quad \Gamma_4 = 0.189 - 0.135i \quad \Gamma_5 = -0.0079 - 0.212i \quad (\text{A.3.2})$$

On peut donc les voir en entrées de l'appel de la fonction de calibration.

```
%calibration5standards(-0.31016+0.17474*i,-0.0537736+0.75909775*i,-
0.760347+0.3201516*i,0.1887854-0.134848*i,-0.007946-0.21185*i,4.772*10^-
7,2.856*10^-6,2.115*10^-6,2.352*10^-6,4.39*10^-7,3.25*10^-6,3.625*10^-
6,1.161*10^-6,4.545*10^-7,4.179*10^-6,1.519*10^-6,2.505*10^-6,5.168*10^-
7,1.591*10^-6,2.865*10^-6,2.822*10^-6,5.164*10^-7,1.864*10^-6,2.366*10^-
6,3.034*10^-6);
```


A.3.3.2 Fonction trouvant le coefficient de réflexion mesuré à partir des quatre puissances détectées et de la matrice C

```
function point=cinqstandard_915MHz(p3,p4,p5,p6)

C=1*10^(-5)*[0.048538,0.0020412975,0.005284240637044,-
0.0144058457122974;0.197040145187612,0.048637864052640,-
0.168568168843040,0.06686592724773;0.249068012747549,0.057545015193877,0.22394
1089107617,0.062661575539533;0.248940352247024,0.062876576961035,-
0.018008790296694,-0.243052407868787];
X=C^(-1);
%disp(X);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);

% P=[p3;p4;p5;p6];
% T=X*P;
% disp(T);
point=0;
```

A.3.3.3 Appels de la fonction qui ont servis à trouver les coefficients de réflexion mesurés

Les appels de fonction, ci-dessous, nous ont permis de trouver les coefficients de réflexion mesurés présentés dans le tableau 5.1. Encore une fois, on voit le coefficient de réflexion de la charge branchée au port 2, lors des simulations, en-haut de l'appel de fonction auquel il se rattache. Ce coefficient a été trouvé grâce à un Term dans ADS.

```
%coefficient de reflexion: -0.1941-0.082641i
cinqstandard_915MHz(5.009*10^-7,2.325*10^-6,2.084*10^-6,2.825*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.69226+0.461522i
cinqstandard_915MHz(4.925*10^-7,1.508*10^-6,4.984*10^-6,1.775*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.230478+0.1536517i
cinqstandard_915MHz(4.963*10^-7,1.792*10^-6,3.272*10^-6,2.209*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.29394617+0.82308666i
cinqstandard_915MHz(4.479*10^-7,2.699*10^-6,4.637*10^-6,1.025*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.04278+0.301985i
cinqstandard_915MHz(4.782*10^-7,2.306*10^-6,3.029*10^-6,1.938*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.34047+0.58978i
```

```

cinqstandard_915MHz (4.429*10^-7,3.575*10^-6,2.671*10^-6,1.593*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.31016+0.17474i
cinqstandard_915MHz (4.772*10^-7,2.856*10^-6,2.115*10^-6,2.352*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.0537736+0.75909775i
cinqstandard_915MHz (4.39*10^-7,3.25*10^-6,3.625*10^-6,1.161*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.760347+0.3201516i
cinqstandard_915MHz (4.545*10^-7,4.179*10^-6,1.519*10^-6,2.505*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.1887854-0.134848i
cinqstandard_915MHz (5.168*10^-7,1.591*10^-6,2.865*10^-6,2.822*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.007946-0.21185i
cinqstandard_915MHz (5.164*10^-7,1.864*10^-6,2.366*10^-6,3.034*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.14107-0.2015114i
cinqstandard_915MHz (5.117*10^-7,2.117*10^-6,2.098*10^-6,3.063*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.6922664-0.46151i
cinqstandard_915MHz (5.588*10^-7,7.319*10^-7,3.871*10^-6,3.648*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.054068189-0.67584i
cinqstandard_915MHz (5.536*10^-7,1.513*10^-6,2.284*10^-6,4.117*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.2434723-0.7252215i
cinqstandard_915MHz (5.498*10^-7,2.013*10^-6,1.702*10^-6,4.372*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.380647897-0.708183i
cinqstandard_915MHz (5.658*10^-7,1.029*10^-6,2.933*10^-6,4.1632*10^-6);

```

A.3.4 Calibration à cinq standards à 2.45GHz (simulation)

A.3.4.1 Appel de la fonction de calibration, afin de trouver la matrice C

Pour la fréquence de 2.45 GHz, on a utilisé comme standards les coefficients de réflexion suivants :

$$\Gamma_1 = -0.183 - 0.954i \quad \Gamma_2 = 0.692 + 0.46i \quad \Gamma_3 = 0.189 + 0.135i \quad \Gamma_4 = 0.294 + 0.823i \quad \Gamma_5 = 0.0424 + 0.302i \quad (\text{A.3.3})$$

On peut donc les voir en entrées de l'appel de la fonction de calibration.

```

%calibration5standards (-0.183734-
0.9544767*i,0.6922664+0.46151*i,0.1887854+0.13485*i,0.29396+0.82308153*i,0.042
4478+0.30203176i,4.739*10^-7,4.653*10^-6,1.797*10^-6,1.388*10^-6,2.485*10^-
7,4.822*10^-7,1.981*10^-6,1.198*10^-6,2.228*10^-7,8.996*10^-7,1.267*10^-
6,1.042*10^-6,2.078*10^-7,4.359*10^-7,1.587*10^-6,1.75*10^-6,2.071*10^-
7,8.438*10^-7,1.145*10^-6,1.287*10^-6);

```

A.3.4.2 Fonction trouvant le coefficient de réflexion mesuré à partir des quatre puissances détectées et de la matrice C

```
function point=cinqstandard_2450MHz(p3,p4,p5,p6)

C=1*10^(-5)*[0.021377380832769,0.002199372095856,0.003443152039551,-
0.003370942349347;0.112134153673356,0.042083991902504,-0.074644961533927,-
0.094362601510373;0.103571521113916,0.027414426947393,0.085754118870965,0.0156
87681780553;0.103078470457477,0.040521795349007,-
0.079899580049379,0.083579127351965];
X=C^(-1);
%disp(X);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);

P=[p3;p4;p5;p6];
T=X*P;
%disp(T);
point=0;
```

A.3.4.3 Appels de la fonction qui ont servis à trouver les coefficients de réflexion mesurés

Les appels de fonctions, ci-dessous, nous ont permis de trouver les coefficients de réflexion mesurés présentés dans le tableau 5.2. Encore une fois, on voit le coefficient de réflexion de la charge branchée au port 2, lors des simulations, en-haut de l'appel de fonction auquel il se rattache. Ce coefficient a été trouvé grâce à un Term dans ADS.

```
%coefficient de reflexion: -0.183734-0.9544767i
cinqstandard_2450MHz(4.739*10^-7,4.653*10^-6,1.797*10^-6,1.388*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.6922664+0.46151i
cinqstandard_2450MHz(2.485*10^-7,4.822*10^-7,1.981*10^-6,1.198*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.230478+0.15365168i
cinqstandard_2450MHz(2.252*10^-7,8.663*10^-7,1.318*10^-6,1.037*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.29396+0.82308153i
cinqstandard_2450MHz(2.078*10^-7,4.359*10^-7,1.587*10^-6,1.75*10^-6);

%coefficient de reflexion: 0.0424478+0.30203176i
cinqstandard_2450MHz(2.071*10^-7,8.438*10^-7,1.145*10^-6,1.287*10^-6);

%coefficient de reflexion: -0.3405+0.58976i
```

```

cinqstandard_2450MHz (1.748*10-7,8.799*10-7,8.905*10-7,1.844*10-6);

%coefficient de reflexion: -0.310152+0.174762i
cinqstandard_2450MHz (1.88*10-7,1.132*10-6,7.898*10-7,1.423*10-6);

%coefficient de reflexion: -0.053084676+0.759146i
cinqstandard_2450MHz (1.875*10-7,6.313*10-7,1.201*10-6,1.838*10-6);

%coefficient de reflexion: -0.760347252+0.3201516i
cinqstandard_2450MHz (1.578*10-7,1.323*10-6,5.166*10-7,1.957*10-6);

%coefficient de reflexion: 0.1887854+0.13485i
cinqstandard_2450MHz (2.228*10-7,8.996*10-7,1.267*10-6,1.042*10-6);

%coefficient de reflexion: -0.007945948-0.211851i
cinqstandard_2450MHz (2.21*10-7,1.307*10-6,1.0117*10-6,8.848*10-7);

%coefficient de reflexion: -0.141071665-0.2015311i
cinqstandard_2450MHz (2.112*10-7,1.365*10-6,8.796*10-7,9.936*10-7);

%coefficient de reflexion: 0.6922664-0.46151i
cinqstandard_2450MHz (2.885*10-7,1.335*10-6,1.934*10-6,3.49*10-7);

%coefficient de reflexion: 0.0540682-0.6784i
cinqstandard_2450MHz (2.439*10-7,1.82*10-6,1.097*10-6,5.775*10-7);

%coefficient de reflexion: -0.24347-0.7252215i
cinqstandard_2450MHz (2.231*10-7,2.029*10-6,7.961*10-7,8.103*10-7);

%coefficient de reflexion: 0.28776162-0.71421i
cinqstandard_2450MHz (2.649*10-7,1.782*10-6,1.39*10-6,4.008*10-7);

```

A.4 Analyseur de réseaux à base de deux six-ports

A.4.1 Explications

Dans cette partie de l'annexe, on va présenter les codes Matlab qui ont servis à obtenir les résultats de la section 6 du mémoire. Dans cette section de l'annexe, on réutilise les fonctions des sous-sections A.3.3.2 et A.3.4.2, afin de trouver les coefficients de réflexion dont on a besoin. En effet, on peut faire cela, puisque le six-port utilisé et les détecteurs de puissance sont toujours les mêmes.

On va présenter l'algorithme de la section 6.1 et les appels de fonctions qui ont servis à obtenir les résultats présentés aux sections 6.2 et 6.3.

A.4.2 Algorithme permettant de trouver la matrice de paramètres S d'un circuit à deux ports, à partir des six coefficients de réflexion mesurés par les six-ports

La fonction Matlab présentée ci-dessous implémente l'algorithme présenté à la sous-section 6.1 du mémoire. Cet algorithme prend en entrées six coefficients de réflexion, comme expliqué dans le mémoire, et nous donne les quatre paramètres S du circuit à deux ports. Ainsi, les entrées t11 et t12 de la fonction ci-dessous sont les coefficients de réflexion mesurés au port deux de chaque six-port, pour une même excitation. Alors, t21 et t22 correspondent aux deux coefficients de réflexion mesurés pour une autre valeur du déphaseur, mais les même deux ports entre les deux six-ports.

La fonction "analyseurreseau" affiche les paramètres S S_{11} , puis le S_{22} et, finalement, la norme du S_{12} suivi de son angle. Cet algorithme n'est bon que pour des circuits à deux ports réciproques.

```
function point=analyseurreseau(t11,t12,t21,t22,t31,t32)

T=[t12,t11,-1; t22,t21,-1; t32,t31,-1];
t=[t12*t11;t22*t21;t32*t31];

a=(T^-1)*t;

s12=sqrt(abs(a(1,1)*a(2,1)-a(3,1)));

alpha1=angle((t11-a(2,1)))*180/pi;
alpha2=angle((t12-a(1,1)))*180/pi;

alpha=(alpha1+alpha2)/2;

disp(a(1,1));
disp(a(2,1));
disp(s12);
disp(alpha);
```

A.4.3 Appels de fonctions pour les résultats de la section 6.2 du mémoire

Pour implémenter l'algorithme de la section 6.1 du mémoire, il nous faut six coefficients de réflexion. En effet, on mesure le coefficient de réflexion au port deux de chaque six-port, pour trois valeurs de déphasage de l'excitation de la source différentes.

Comme on peut voir, dans le code ci-dessous, on réutilise la fonction de la sous-section A.3.3.2, afin de mesurer les coefficients de réflexion qu'on utilise en entrées de la fonction implémentant l'algorithme de la sous-section 6.1 du mémoire.

En haut des six appels de fonctions servant à trouver les coefficients de réflexion d'une mesure de circuit à deux ports, on voit la valeur des quatre paramètres S qu'on a trouvés, grâce à deux Term dans ADS.

```
%S11= 0.583/-125.747  S12=S21=0.812/-35.747  S22=0.583 /-125.747
%t1
%  cinqstandard_915MHz(2.966*10^-7,5.503*10^-7,1.439*10^-6,2.431*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.399*10^-7,1.051*10^-6,1.412*10^-6,1.073*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.878*10^-7,1.672*10^-6,4.069*10^-7,3.062*10^-6);
% % t2
%  cinqstandard_915MHz(2.966*10^-7,5.503*10^-7,1.439*10^-6,2.431*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.8*10^-7,1.625*10^-6,3.967*10^-7,2.981*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.458*10^-7,1.08*10^-6,1.448*10^-6,1.098*10^-6);

analyseurreseau(0.3419 - 0.9815*i,0.3419 - 0.9815*i,0.0461 + 0.1777*i,-0.9277
- 1.2054*i,-0.9283 - 1.2023*i,0.0450 + 0.1800*i);

%S11=S22=0.141/-98.197  S12=S21=0.99/-8.23
%t1
%  cinqstandard_915MHz(2.815*10^-7,2.798*10^-7,2.398*10^-6,1.717*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.164*10^-7,1.447*10^-6,1.859*10^-6,5.706*10^-7);
%  cinqstandard_915MHz(3.002*10^-7,9.944*10^-7,9.079*10^-7,2.91*10^-6);
% % t2
%  cinqstandard_915MHz(2.815*10^-7,2.798*10^-7,2.398*10^-6,1.717*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.862*10^-7,9.473*10^-7,8.661*10^-7,2.774*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.268*10^-7,1.518*10^-6,1.948*10^-6,5.979*10^-7);

analyseurreseau(0.9932 - 0.2931*i,0.9932 - 0.2931*i,0.0540 + 0.7330*i,-0.2340
- 1.2994*i,-0.2348 - 1.2994i,0.0531 + 0.7333*i);

%S11=S22=0.339/-109.82  S12=S1=0.941/-19.794
%t1
%  cinqstandard_915MHz(2.921*10^-7,3.043*10^-7,2.027*10^-6,2.083*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.271*10^-7,1.203*10^-6,1.713*10^-6,7.595*10^-7);
%  cinqstandard_915MHz(2.975*10^-7,1.273*10^-6,6.779*10^-7,3.059*10^-6);
% % t2
%  cinqstandard_915MHz(2.921*10^-7,3.042*10^-7,2.028*10^-6,2.028*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.859*10^-7,1.221*10^-6,6.527*10^-7,2.94*10^-6);
%  cinqstandard_915MHz(2.361*10^-7,1.252*10^-6,1.78*10^-6,7.888*10^-7);

analyseurreseau(0.8045 - 0.6597i,0.7936 - 0.6128i,0.1097 + 0.5004i,-0.5421 -
1.3454i,-0.5441 - 1.3436i,0.1086 + 0.5009i);
```

A.4.4 Appels de fonctions pour les résultats de la section 6.3 du mémoire

```
%S11=S22=0.357/-111.11  S12=S21=0.934/-21.199
%t1
%  cinqstandard_2450MHz (3.05*10^-6,1.612*10^-5,2.067*10^-5,2.162*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (2.13*10^-6,5.46*10^-6,1.486*10^-5,1.335*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (2.43*10^-6,2.859*10^-5,8.591*10^-6,8.336*10^-6);
% %t2
%  cinqstandard_2450MHz (3.05*10^-6,1.612*10^-5,2.067*10^-5,2.162*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (2.26*10^-6,2.685*10^-5,7.859*10^-6,8.007*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (2.266*10^-6,5.717*10^-6,1.592*10^-5,1.397*10^-5);

analyseurreseau(0.8631 - 0.6550i,0.8631 - 0.6550i,0.3326 + 0.5153i,-0.3937 -
1.2624i,-0.3668 - 1.2645i,0.3515 + 0.5103i);

%S11=S22=0.691/-134.42  S12=S21=0.723/-44.42
%t1
%  cinqstandard_2450MHz (2.625*10^-6,2.356*10^-5,1.173*10^-5,5.095*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (2.146*10^-6,1.076*10^-5,1.075*10^-5,9.594*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (1.932*10^-6,2.989*10^-5,3.676*10^-6,1.528*10^-5);
% %t2
%  cinqstandard_2450MHz (2.625*10^-6,2.356*10^-5,1.173*10^-5,5.095*10^-6);
%  cinqstandard_2450MHz (1.815*10^-6,2.844*10^-5,3.282*10^-6,1.499*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (2.244*10^-6,1.12*10^-5,1.137*10^-5,9.5*10^-6);

analyseurreseau(0.0769 - 1.0171i,0.0769 - 1.0171i,0.0608 -0.0134i,-1.2500-
1.0464i,-1.2019 - 1.0758i,0.0900 - 0.0393i);

%S11=S22=0.968/-166.5  S12=S21=0.252/-76.3
%  cinqstandard_2450MHz (1.745*10^-6,2.145*10^-5,3.221*10^-6,1.607*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (1.706*10^-6,1.64*10^-5,4.385*10^-6,1.507*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (1.484*10^-6,2.144*10^-5,1.844*10^-6,2.01*10^-5);
% %t2
%  cinqstandard_2450MHz (1.747*10^-6,2.151*10^-5,3.229*10^-6,1.603*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (1.505*10^-6,2.162*10^-5,1.895*10^-6,2.046*10^-5);
%  cinqstandard_2450MHz (1.763*10^-6,1.713*10^-5,4.481*10^-6,1.537*10^-5);

analyseurreseau(-1.0069 - 0.3381i,-1.0064 - 0.3452i,-0.7455 - 0.0547i,-1.4114
- 0.0645i,-1.4175 - 0.0799i,-0.7481 - 0.0799i);
```

A.5 Code Matlab permettant d'obtenir les résultats pratiques concernant le réflectomètre

A.5.1 Explications

Dans cette partie de l'annexe, on va présenter les codes Matlab implémentant les algorithmes permettant d'obtenir les résultats des tableaux 7.1, 7.2, 7.3 et 7.4. Encore une fois, on veut trouver les matrices X permettant de mesurer le coefficient de réflexion en entrée de la charge connectée au port 2, grâce aux puissances mesurées aux ports 3,4,5 et 6. Pour obtenir les valeurs des puissances, on utilise le montage de la figure 7.4 du mémoire. On obtient donc des valeurs en dbm.

Dans les parties sur les appels de fonctions, les entrées des fonctions sont en dbm.

A.5.2 Code Matlab pour les résultats pratiques à 0.890 et 2.48 GHz

Pour obtenir les matrices C, on réutilise la fonction de la sous-section A.3.4.1, mais qu'on modifie pour qu'elle prenne en entrée des valeurs en dbm. On peut omettre de représenter cette fonction, puisque les modifications sont minimales.

A.5.2.1 Fonction Matlab permettant de trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port bleu à 0.890 GHz

```
function point=cinqstandard890MHz_pratique_bleu(p3_db,p4_db,p5_db,p6_db)

p3=10^(p3_db/10);
p4=10^(p4_db/10);
p5=10^(p5_db/10);
p6=10^(p6_db/10);

C=[1.449923874253831,0.645338420936960,0.551136148700356,-
0.617159823231541;0.843422535803894,0.472824186230571,-
0.161848578632416,1.056868906310256;5.487129386156417,4.581351343883920,7.3458
58687552406,-4.621981643109344;4.559793770853319,2.695410487616551,-
0.973546189754042,-4.342329099331124];
X=C^(-1);
%disp(C);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);
```



```
P=[p3;p4;p5;p6];
T=X*P;
%disp(T);
point=0;
```

A.5.2.2 Fonction Matlab permettant de trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port rouge à 0.890 GHz

```
function point=cinqstandard890MHz_pratique_rouge(p3_db,p4_db,p5_db,p6_db)

p3=10^(p3_db/10);
p4=10^(p4_db/10);
p5=10^(p5_db/10);
p6=10^(p6_db/10);

C=[1.545851351107709,0.835979796285679,0.777514819170069,-
0.607411313541814;0.874314598466247,0.531995203273770,-
0.473766119278857,0.946553478656197;5.641151064753659,5.331930319580027,8.3803
4741564401,-4.061311438711623;4.218593992696731,3.028102629026612,-
0.174826487381190,-4.345359478225008];
X=C^(-1);
%disp(C);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);

P=[p3;p4;p5;p6];
T=X*P;
%disp(T);
point=0;
```

A.5.2.3 Appels de fonctions permettant d'obtenir les résultats du tableau 7.2

```

%open 1 -0.02723 db -21.167 degrees
%coefficient de reflexion : 0.9296-0.35996i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.897,-1.68,12.065,8.36);
%broadband 0 -41.028 db -158 degrees
%coefficient de reflexion : 0
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.923,1.57,9.703,8.899);
%short -1 -0.08db 158.52 degrees
%coefficient de reflexion : -0.9220+0.36282i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.981,5.322,4.534,10.821);
%1 -0.89 db 127.47 degrees
%coefficient de reflexion : -0.5491+0.7164i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(4.139,6.462,6.13,9.44);
%2 -2.7835 db 94.159 degrees
%coefficient de reflexion : -0.05264+0.7239i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(4.137,5.66,9.15,7.556);
%3 -1.4228 db 21 degrees
%coefficient de reflexion : 0.7925+0.3042i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(4.024,2.286,11.847,6.87);
%4 -11.49 db 150.35 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2315+0.1318i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.943,2.689,8.757,9.2);
%5 -11.692 db 38.97 degrees
%coefficient de reflexion : 0.2023+0.16368i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.999,2.207,10.235,8.18);
%6 -1.5955 db -36.719 degrees
%coefficient de reflexion : 0.6671-0.49756i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.864,-2.475,11.7,8.73);
%8 -0.646 db -109.7 degrees
%coefficient de reflexion : -0.3129-0.874i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.753,-4.227,10.483,10.407);
%9 -2.818 db -86.266 degrees
%coefficient de reflexion : 0.04708-0.7214i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.767,-3.5,10.754,9.767);
%10 -1.5075 db 148.12 degrees
%coefficient de reflexion : -0.71386+0.444i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.937,5.342,5.511,10.213);
%11 -18.315 db -118 degrees
%coefficient de reflexion : -0.057-0.1072i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.888,1.02,9.704,9.483);
%12 -1.4828 db -143.47 degrees
%coefficient de reflexion : -0.6774-0.5018i
cinqstandard890MHz_pratique_bleu(3.710,-0.228,8.968,10.748);

```

A.5.2.4 Appels de fonctions permettant d'obtenir les résultats du tableau 7.1

```

%open 1 -0.02723 -21.167 degrees
%coefficient de reflexion : 0.9296-0.35996i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.104,-3.168,11.947,8.255);
%broadband 0 -41.028 db -158 degrees
%coefficient de reflexion : 0
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.280,1.805,9.902,8.64);
%short -1 -0.08db 158.52 degrees
%coefficient de reflexion : -0.9220+0.36282i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.485,6.312,5.175,10.55);
%1 -0.89 db 127.47 degrees
%coefficient de reflexion : -0.5491+0.7164i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.535,6.841,7.147,8.725);
%2 -2.7835 db 94.159 degrees
%coefficient de reflexion : -0.05264+0.7239i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.434,5.363,9.706,6.934);
%3 -1.4228 db 21 degrees
%coefficient de reflexion : 0.7925+0.3042i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.17,0.974,11.798,6.789);
%4 -11.49 db 150.35 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2315+0.1318i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.313,3.17,9.085,8.862);
%5 -11.692 db 38.97 degrees
%coefficient de reflexion : 0.2023+0.16368i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.255,1.945,10.424,7.866);
%6 -1.5955 db -36.719 degrees
%coefficient de reflexion : 0.6671-0.49756i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.071,-3.185,11.587,8.612);
%8 -0.646 db -109.7 degrees
%coefficient de reflexion : -0.3129-0.874i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.072,-1.846,10.478,10.286);
%9 -2.818 db -86.266 degrees
%coefficient de reflexion : 0.04708-0.7214i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.098,-2.153,10.704,9.656);
%10 -1.5075 db 148.12 degrees
%coefficient de reflexion : -0.71386+0.444i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.450,6.040,6.193,9.926);
%11 -18.315 db -118 degrees
%coefficient de reflexion : -0.057-0.1072i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.253,1.467,9.776,9.210);
%12 -1.4828 db -143.47 degrees
%coefficient de reflexion : -0.6774-0.5018i
cinqstandard890MHz_pratique_rouge(4.22,1.624,9.014,10.679);

```

A.5.2.5 Fonction Matlab permettant de trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port bleu à 2.48 GHz

```
function point=cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(p3_db,p4_db,p5_db,p6_db)

p3=10^(p3_db/10);
p4=10^(p4_db/10);
p5=10^(p5_db/10);
p6=10^(p6_db/10);

C=[0.634842654194464,0.242985067613859,-
0.836031540527672,0.324417360103032;0.358221767271813,0.213003689433040,-
0.795665596574424,0.012959841479577;0.366896811353109,-0.036554949534516,-
0.158489226553613,-0.048088866589219;0.790264903428062,1.479619283436191,-
2.034311432525543,1.341710985069399];
X=C^(-1);
%disp(C);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);

P=[p3;p4;p5;p6];
T=X*P;
%disp(T);
point=0;
```

A.5.2.6 Fonction Matlab permettant de trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port bleu à 2.48 GHz

```
function point=cinqstandard890MHz_pratique_rouge(p3_db,p4_db,p5_db,p6_db)

p3=10^(p3_db/10);
p4=10^(p4_db/10);
p5=10^(p5_db/10);
p6=10^(p6_db/10);

C=[1.545851351107709,0.835979796285679,0.777514819170069,-
0.607411313541814;0.874314598466247,0.531995203273770,-
0.473766119278857,0.946553478656197;5.641151064753659,5.331930319580027,8.3803
4741564401,-4.061311438711623;4.218593992696731,3.028102629026612,-
0.174826487381190,-4.345359478225008];
X=C^(-1);
%disp(C);
re=(p3*X(3,1)+p4*X(3,2)+p5*X(3,3)+p6*X(3,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));
```

```

im=(p3*X(4,1)+p4*X(4,2)+p5*X(4,3)+p6*X(4,4))/(p3*X(1,1)+p4*X(1,2)+p5*X(1,3)+p6
*X(1,4));

t=re+im*i;
disp(t);

P=[p3;p4;p5;p6];
T=X*P;
%disp(T);
point=0;

```

A.5.2.7 Appels de fonctions permettant d'obtenir les résultats du tableau 7.3

```

%open 1 -0.03574db -57.694 degrees
%coefficient de reflexion : 0.5322-0.8417i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-5.68,-0.900,-5.4,5.854);
%broadband 0 -37.9 db 66.26 degrees
%coefficient de reflexion : 0.005+0.0117i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-16.166,-4.933,-4.34,5.562);
%short -1 -0.17552 db 119.69 degrees
%coefficient de reflexion : -0.4854+0.85134i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-7.255,-5.891,-4.75,7.466);
%1 -14.646 db -18 degrees
%coefficient de reflexion : 0.17616-0.0572i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-13.083,-4.002,-4.739,5.732);
%2 -5.6166 db 124.9 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2997+0.4296i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-15.863,-8.427,-3.22,6.174);
%3 -1.1665 db -82.812 degrees
%coefficient de reflexion : 0.1094-0.86746i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-6.207,-1.204,-3.283,4.937);
%4 -16.222db 82 degrees
%coefficient de reflexion : 0.0215+0.153i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-15.944,-5.28,-4.34,5.84);
%5 -1.475db -46.213 degrees
%coefficient de reflexion : 0.5839-0.6092i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-6.53,-1.232,-5.777,5.955);
%6 -14.467 db -163.86 degrees
%coefficient de reflexion : -0.1816-0.05256i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-22.24,-6.093,-2.969,4.985);
%7 -10.387 db -165.32 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2926-0.0766i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-28.43,-6.89,-2.26,4.608);
% 8 -5.7243 db -81.115 degrees
%coefficient de reflexion : 0.0799-0.5111i
cinqstandard2480MHz_pratique_rouge(-9.389,-2.437,-4.415,5.287);

```

A.5.2.8 Appels de fonctions permettant d'obtenir les résultats du tableau 7.4

```

%open 1 -0.03574db -57.694 degrees
%coefficient de reflexion : 0.5322-0.8417i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(-0.945,-1.62,1.649,-6.335);
%broadband 0 -37.9 db 66.26 degrees
%coefficient de reflexion : 0.005+0.0117i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.125,-2.404,-2.27,1.11);
%short -1 -0.17552 db 119.69 degrees
%coefficient de reflexion : -0.4854+0.85134i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.688,-1.393,-5.56,5.16);
%1 -14.646 db -18 degrees
%coefficient de reflexion : 0.17616-0.0572i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(-0.17,-2.78,-1.5,-0.04);
%2 -5.6166 db 124.9 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2997+0.4296i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.38,-1.8,-4.16,3.77);
%3 -1.1665 db -82.812 degrees
%coefficient de reflexion : 0.1094-0.86746i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(-0.343,-0.592,-1.25,0.43);
%4 -16.222db 82 degrees
%coefficient de reflexion : 0.0215+0.153i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.189,-2.47,-2.474,1.83);
%5 -1.475db -46.213 degrees
%coefficient de reflexion : 0.5839-0.6092i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(-0.73,-1.98,0.97,-6.45);
%6 -14.467 db -163.86 degrees
%coefficient de reflexion : -0.1816-0.05256i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.015,-1.766,-3.213,2.01);
%7 -10.387 db -165.32 degrees
%coefficient de reflexion : -0.2926-0.0766i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.07,-1.42,-3.768,2.472);
%8 -1.8415 db -113.08 degrees
%coefficient de reflexion : -0.3171-0.7442i
cinqstandard2480MHz_pratique_bleu(0.1,-0.436,-3.43,2.49);

```

A.6 Code Matlab servant à obtenir les résultats concernant les mesures de paramètres S d'un circuit à deux ports en pratique

A.6.1 Explications

À la section 9 du mémoire, on a montré des résultats de mesures de circuits à deux port, obtenus grâce au montage de la figure 9.4. On va montrer maintenant en détail le code Matlab qui a servi à les obtenir.

Puisque on réutilise la calibration à cinq standards, afin de mesurer les coefficients de réflexion aux ports 2 des deux six-ports, on doit réutiliser les matrices X trouvées à la sous-section 7.2. On va donc réutiliser les fonctions `cinqstandard890MHz_pratique_rouge` et `cinqstandard890MHz_pratique_bleu`, afin de trouver le coefficient de réflexion au port 2 du six-port rouge et bleu respectivement, pour trois valeurs différentes de déphasage entre les signaux entrant aux ports 1 des six-ports.

A.6.2 Codes Matlab permettant d'obtenir les résultats de la section 9.2

```
% adaptateur S11 -46 db -33 degrees S12=S21 0.048 db -30.9 degrees S22 -40 db
11.93 degrees
%Six-port bleu
%dephasage 1
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(0.045,-7.4,8.25,5.384);
% %dephasage 2
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(-0.575,-0.491,1.86,7.059);
% %dephasage 3
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(-0.609,-3.115,3.838,7.176);
% %six-port rouge
% %dephasage 1
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-0.166,-8.122,8.397,3.849);
% %dephasage 2
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-0.634,2.055,2.756,3.394);
% %dephasage 3
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-0.943,1.444,4.57,1.45);

analyseurreseau(0.8337 - 0.8556i,3.2587 - 0.6836i,-1.3102 - 0.0154i,-0.6442 +
1.0595i,-1.3292 - 0.5957i,-0.2895 + 1.4714i);
```

```

%1 S11 -5.69 db 113.2 degrees S21=S12 -1.65 db -148.2 degrees S22 -5.4362 db
%130.79 degrees
%Six-port bleu
% %dephasage 1
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(-0.744,0.15,0.97,7.03);
% %dephasage 2
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(-0.868,1.76,4.193,2.077);
% %dephasage 3
% cinqstandard890MHz_pratique_bleu(-1.245,1.957,1.905,3.2);
% %six-port rouge
% %dephasage 1
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-0.707,-0.623,2.34,6.189);
% %dephasage 2
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-1.052,-4.383,7.413,0.95);
% %dephasage 3
% cinqstandard890MHz_pratique_rouge(-1.594,-8.727,6.818,2.536);

analyseurreseau(-1.5427 + 0.1603i,-1.0972 - 0.1920i,-0.1158 + 1.1258i,2.2524 +
1.0603i,-0.5120 + 1.1768i,2.3500 - 0.5402i);

```